

(12) NACH DEM VERTRAG ÜBER DIE INTERNATIONALE ZUSAMMENARBEIT AUF DEM GEBIET DES
PATENTWESENS (PCT) VERÖFFENTLICHTE INTERNATIONALE ANMELDUNG

(19) Weltorganisation für geistiges Eigentum
Internationales Büro



(43) Internationales Veröffentlichungsdatum
26. September 2002 (26.09.2002)

PCT

(10) Internationale Veröffentlichungsnummer
WO 02/075953 A2

(51) Internationale Patentklassifikation⁷: **H04B 7/00**

FÜR NACHRICHTENTECHNIK BERLIN GMBH
[DE/DE]; Einsteinufer 37, 10587 Berlin (DE).

(21) Internationales Aktenzeichen: PCT/DE02/01019

(72) Erfinder; und

(22) Internationales Anmeldedatum:
15. März 2002 (15.03.2002)

(75) Erfinder/Anmelder (nur für US): JUNGNICKEL,
Volker [DE/DE]; Kastanienallee 95, 10435 Berlin (DE).
KRÜGER, Udo [DE/DE]; Hertelstrasse 1, 12161 Berlin
(DE). POHL, Volker [DE/DE]; Berhard-Lichtenberg
Strasse 21, 10407 Berlin (DE). VON HELMOLT,
Clemens [DE/DE]; Baseler Strasse 32, 12205 Berlin (DE).
HAUSTEIN, Thomas [DE/DE]; Brehmestrasse 59, 13187
Berlin (DE). STANCZAK, Slawomir [PL/DE]; Essener
Strasse 9, 10555 Berlin (DE).

(25) Einreichungssprache: Deutsch

(26) Veröffentlichungssprache: Deutsch

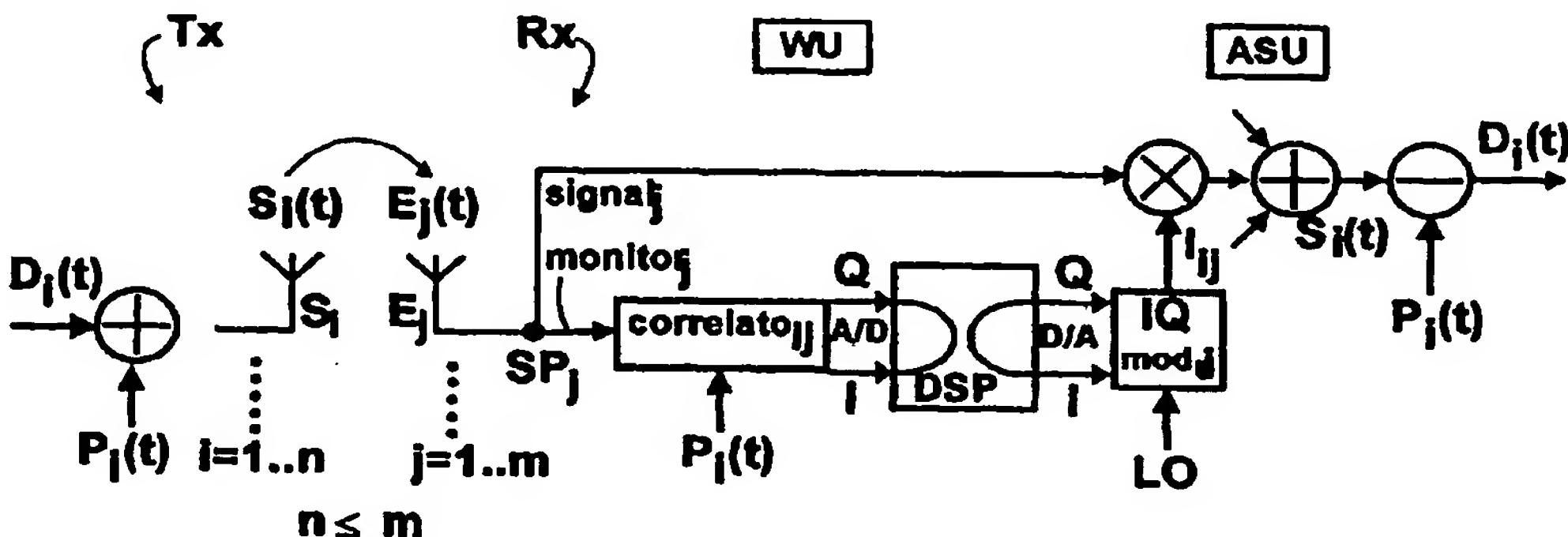
(30) Angaben zur Priorität:
101 14 052.5 15. März 2001 (15.03.2001) DE

(71) Anmelder (für alle Bestimmungsstaaten mit Ausnahme von US): HEINRICH-HERTZ-INSTITUT (81) Bestimmungsstaaten (national): AE, AL, AM, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BY, CA, CH, CN, CR, CU, CZ, DK,

[Fortsetzung auf der nächsten Seite]

(54) Title: INDOOR RADIO TRANSMISSION METHOD FOR PARALLEL RADIO TRANSMISSION OF DIGITAL DATA SUB-STREAMS AND A MOBILE RADIO TRANSMISSION SYSTEM

(54) Bezeichnung: FUNKÜBERTRAGUNGSVERFAHREN IM INNENRAUMBEREICH ZUR PARALLELEN FUNKÜBERTRAGUNG VON DIGITALEN DATENTEILSTRÖMEN UND MOBILES FUNKÜBERTRAGUNGSSYSTEM



WO 02/075953 A2

(57) Abstract: The invention relates to a novel radio transmission method and a wireless transmission system comprising multiple, transmitter and receiver antennas simultaneously operating within the same frequency range and space-time encoders and decoders. Said method is based on the known BLAST method, according to which data transmission and channel matrix measurement take place in a temporally alternating manner to determine the transmission behaviour. Precise novel measuring technology for the channel matrix is introduced so that both operations can take place synchronously. Characteristic pilot signals ($P_i(t)$) that are unequivocally recognisable are super-imposed with low-noise on the data sub-signals ($D_i(t)$) in the transmitter (Tx) and are used in the receiver (Rx) for the analogue measurement of the channel matrix ($[H]$) in a weighting unit (WU) and for the analogue recovery of the transmitted data sub-signals ($D_i(t)$) from the received signals ($E_j(t)$). The analogue measured values (I, Q) are digitally processed in a signal processor (DSP). The weightings ($I_{i,j}$) thus determined are then impressed upon the received signals by means of IQ modulators (IQ mod_{ij}), as a principal circuit constituent ($E_j(t)$). The received signals are then totalled in an analogue signal processing unit (ASU). The synchronism and the extensive hardware structure permit high-speed data transmission rates of up to 100 Mbit/s with a high spectral efficiency. One possible application is the wireless indoor LAN.

[Fortsetzung auf der nächsten Seite]



DM, EE, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KP, KR, KZ, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX, NO, NZ, PL, PT, RO, RU, SD, SE, SG, SI, SK, SL, TJ, TM, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VN, YU, ZA, ZW.

(84) **Bestimmungsstaaten (regional):** ARIPO-Patent (GH, GM, KE, LS, MW, MZ, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), eurasisches Patent (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), europäisches Patent (AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE, TR),

OAPI-Patent (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

Veröffentlicht:

— ohne internationalen Recherchenbericht und erneut zu veröffentlichen nach Erhalt des Berichts

Zur Erklärung der Zweibuchstaben-Codes und der anderen Abkürzungen wird auf die Erklärungen ("Guidance Notes on Codes and Abbreviations") am Anfang jeder regulären Ausgabe der PCT-Gazette verwiesen.

(57) **Zusammenfassung:** Ein neues Funkübertragungsverfahren und ein drahtloses Übertragungssystem mit multiplen, gleichzeitig im selben Frequenzband arbeitenden Sende- und Empfangsantennen und Raum-Zeit-Enkodern bzw. -Dekodern werden beschrieben. Das Verfahren geht von dem bekannten BLAST-Verfahren aus, bei dem Datenübertragung und Kanalmatrixmessung zur Bestimmung des Übertragungsverhaltens zeitlich abwechselnd erfolgen. Eine präzise neue Messtechnik für die Kanalmatrix wird eingeführt, so dass beides synchron erfolgen kann. Eindeutig erkennbare, charakteristische Pilotsignale ($P_i(t)$) werden den Datenteilsignalen ($D_i(t)$) im Sender (Tx) störungssarm überlagert und dienen im Empfänger (Rx) zur analogen Messung der Kanalmatrix ($[H]$) in einer Wichtungseinheit (WU) und zur analogen Wiederherstellung der übertragenen Datenteilsignalen ($D_i(t)$) aus den Empfangssignalen ($E_j(t)$). In einem Signalprozessor (DSP) werden die analogen Messwerte (I, Q) digital aufbereitet. Anschliessend werden die daraus ermittelten Wichtungen ($I_{i,j}$) über IQ-Modulatoren ($IQ \text{ mod}_{ij}$) als wichtige Schaltungskomponente auf die Empfangssignale ($E_j(t)$) aufgeprägt, welche anschliessend in einer analogen Signalverarbeitungseinheit (ASU) aufsummiert werden. Durch die Synchronität und den weitgehenden Hardwareaufbau können so bei einer hohen spektralen Effizienz Hochgeschwindigkeits-Datenübertragungsraten bis 100 Mbit/s erreicht werden. Eine mögliche Anwendung ist das drahtlose LAN im Innenraumbereich.

Bezeichnung

Funkübertragungsverfahren im Innenraumbereich zur parallelen Funkübertragung von digitalen Datenteilströmen und mobiles Funkübertragungssystem

5

Beschreibung

Die Erfindung bezieht sich auf ein Funkübertragungsverfahren im Innenraumbereich zur parallelen Funkübertragung von digitalen Datenteilströmen, die durch eine Raum-Zeit-Kodierung abhängig vom gewählten Datenmodulationsformat zu einer Anzahl n Datenteilsignale geformt werden, in einem frequenzbegrenzten, vielpfadigen Übertragungskanal zwischen einer Anzahl n Sendepfaden und einer Anzahl m ($m \geq n$), an unterschiedlichen Orten im Innenraumbereich positionierten Empfangspfaden mit einer Messung der Elemente der komplexwertigen Kanalmatrix zur Schätzung des Raum-Zeitverhaltens des Übertragungskanals und einer Raum-Zeit-Signalverarbeitung in den Empfangspfaden unter Ermittlung einer aus der komplexwertigen Kanalmatrix abgeleiteten Wichtungsmatrix zur simultanen Wiedergewinnung der Datenteilsignale, die in einer Raum-Zeit-Dekodierung wieder zu den digitalen Datenteilströmen geformt werden, und auf ein mobiles Funkübertragungssystem.

Drahtlose Übertragungskanäle sind nicht fehlerfrei. Signalechos am Empfänger führen zu Überlagerungen und Interferenzen, die die ausnutzbare Band- bzw. Kanalbreite eines mit Daten modulierten Trägers auf einen Wert unterhalb des für einen einzelnen Anbieter lizenzierten Frequenzbereichs beschränken. Die Überwindung dieser Kanalbeschränkung ist ein erster Schritt zu höheren Übertragungskapazitäten in drahtlosen Netzen. Eine heute gängige Methode dazu ist die Mehrfachträger-Modulation, bei der die Übertragungskapazität im Prinzip nur noch durch den zulässigen Frequenzbereich begrenzt wird. Drahtlose Netzwerke sollen aber in der

Zukunft einer Vielzahl von Nutzern im kaufmännischen und industriellen Bereich mit Datenraten von 100 Mbit/s, wie sie von drahtgebundenen Netzwerken her bekannt sind, zur Verfügung stehen. Dafür reicht aber der lizenzierte Frequenzbereich nicht aus. Funkübertragungsverfahren, die die 5 Sendesignale räumlich und zeitlich bearbeiten und damit eine hohe spektrale Effizienz aufweisen, scheinen hier die beste Möglichkeit zur weiteren Steigerung der Kapazität von drahtlosen Netzwerken zu bieten.

Herkömmliche Empfänger benutzen omnidirektionale Antennen, von denen 10 zusätzlich zu dem direkten Sendesignal („line of sight“ LOS) eine Reihe von Echos aufgefangen werden. Abhängig von der Empfangsposition weisen diese überlagerten Signale unterschiedliche Amplituden und Phasen auf, sodass eine starke räumliche Variation im Gesamtsignal auftritt, die man „Fading“ nennt. Fading ist das typische Problem bei der Funkübertragung, 15 das man herkömmlich mit einem vielfachen, sogenannten „Diversity-Empfang“ zu lösen versucht. Neuerdings werden auch „Spreizfrequenztechniken“ eingesetzt, die die Tatsache ausnutzen, dass Fading ein frequenzselektives, schmalbandiges Phänomen ist. Breitbandige Signale können zumindest teilweise die räumliche Signalveränderung ausgleichen. In 20 modernen Übertragungssystemen wird der Träger mit digitalen Signalen moduliert. Das direkte Signal und seine Echos erreichen den Empfänger hierbei mit unterschiedlichen Verzögerungen. Signifikantes Übersprechen aufeinanderfolgender Daten-Bits wird dabei immer dann festgestellt, wenn die Bitdauer in den Bereich der Laufzeitstreuung τ_{delay} kommt, die als das 25 zweite statistische Moment in der Kanalimpulsantwort definiert und umgekehrt proportional zur Kanal-Bandbreite B ist, die sich errechnet zu

$$B = \frac{1}{2\pi\tau_{\text{delay}}}. \quad (1)$$

Die nutzbare Bandbreite für die Modulation ist annähernd auf die Kanalbandbreite B begrenzt. In normalen Innenräumen kann der Wert hierfür bei nur wenigen Megahertz liegen, insbesondere beim Fehlen des direkten 30

Signals. Hochschnelle Datenübertragung auf einer einzigen Trägerfrequenz kann deshalb nur mit einem Modulationsschema hoher spektraler Effizienz realisiert werden. Die Empfangsempfindlichkeit ist dann jedoch reduziert.

5 Bei einer Überschreitung der Kanalgrenzen kann durch Verwendung von mehreren Trägerfrequenzen die Übertragungskapazität gesteigert werden. Orthogonales Frequenzteilungs-Multiplex (OFDM) ist eine häufig verwendete Methode zur Modulation von mehreren Trägerfrequenzen. Dabei können einzelne übertragene Symbole extreme Scheitelwerte aufweisen, die nur mit teuren Breitband-Verstärkern hoher Linearität übertragen werden können.

10 Die Spektrumsgrenzen werden aber auch mit OFDM nicht immer erreicht. Beispielsweise werden mit dem aktuellen ETSI HIPERLAN/2-Standard 64 OFDM-Subträger innerhalb einer Bandbreite von 20 MHz verwendet. Für Einzelanwender ist das ganze Spektrum von 200 bzw. 255 MHz

15 entsprechend dem unteren und oberen 5-MHZ-ISM-Frequenzband nicht verfügbar, da normalerweise nur eine von neunzehn nominellen Trägerfrequenzen für die Übertragung genutzt wird. Abhängig von der Kanalqualität wird die Datenrate durch Veränderung der spektralen Effizienz der OFDM-Subträger-Modulation auf Werte von 6 Mbit/s bis 54 Mbit/s

20 eingestellt [1]. Wenn aber z.B. in gewerblichen Umgebungen mehr als neunzehn Anwender mit einer Basisstation verbunden sind, ist das verfügbare Zeitfenster und damit die Datenrate pro Anwender nur ein Bruchteil dieser Werte. Eine mögliche Abhilfe ist dann die Erhöhung der Anzahl Basisstationen mit Verringerung ihrer Abdeckungsbereiche.

25 Insgesamt setzt hier also eine umfassende Optimierung der Übertragungsverhältnisse für Innenraumbereiche einen erhöhten Infrastrukturaufwand voraus.

Ein neuer Freiheitsgrad für die Systemkapazität wird durch räumliche Diversifizierung erzielt. Beispielsweise wird bei einer nachgeführten Richtverbindung die Position des Nutzers durch Aussendung eines Richtstrahls verfolgt. Mehrfachverbindungen von Basisstationen zu

beweglichen Nutzern an unterschiedlichen Positionen können durch gleichzeitige Verwendung gleicher Frequenzen bedient werden. Richtstrahlen reduzieren die Anzahl unerwünschter Verbindungen, Echos und anderer Interferenzsignale. Die Vorteile von Richtantennen verbessern also die

5 Verbindungsqualität. In Anordnungen mit Sichtverbindung ist auch die Basis-Band-Verarbeitung einfacher als bei OFDM. Wegen der verringerten Anzahl von Signalechos stellt die Sichtverbindung die gesamte Bandbreite des zulässigen Spektrums für die Modulation einer einzigen Trägerfrequenz zur Verfügung. Allerdings muss dann von der Sichtverbindung eine signifikant

10 höhere Leistung eingestrahlt werden als von allen anderen Signalen. Typischerweise ist eine Strahlbreite von unter 10° erforderlich, um den „Rice Faktor“ K (Leistungsverhältnis des Signals der Sichtverbindung zu der Summe der Signale aller Echos) über die steile Schwelle bei 15 dB anzuheben, bei der sich die Laufzeitstreuung plötzlich stark verringert [2].

15

Richtstrahlen können z.B. mit auf die Basisstation ausgerichteten Hornantennen bereitgestellt werden. Allerdings werden bewegliche Nutzer zur Netzverbindung erforderliche Ausrichtprozeduren (Tracking) nicht so einfach akzeptieren. Ein System zur automatischen Positionsbestimmung und

20 Ausrichtung, insbesondere an der Basisstation, erscheint wesentlich aussichtsreicher. Es gibt daher Ansätze mit Antennenarrays, bei denen die komplexwertige Amplitude jedes Elements gemessen wird. Spezielle Signalverarbeitungs-Algorithmen können daraus die Richtung der ankommenen ebenen Welle der Sichtverbindung errechnen. Jedes

25 Antennensignal wird dann mit einer komplexen Wichtung multipliziert und alle Signale werden summiert. Diese lineare Kombination von Antennensignalen ist physikalisch äquivalent mit der Ausrichtung eines Strahls, der auf ein in der gewünschten Richtung liegendes Ziel gerichtet ist (Strahlformung) [3].

30 Dieser Lösungsvorschlag scheint für drahtlose Netze in Innenräumen nicht praktikabel zu sein. Um zweidimensional eine Strahlbreite von 10° zu erreichen, ist eine große Zahl von Antennenelementen (10x10) erforderlich, und

die Anforderungen an den Signalprozessor zur Positionsbestimmung und -verfolgung sind sehr hoch. Bereits bei einem Bruchteil der erforderlichen Antennenelemente sind Versuche mit digitalen Signalprozessoren zur Beherrschung hoher Datenraten fehlgeschlagen. Die derzeit mögliche
5 Prozessorausführung erlaubt Datenraten von 1,5 Mbit/s mit 8 Antennenelementen [4]. Im Hinblick auf diese Ergebnisse scheint eine Datenrate von 100 Mbit/s über 10x10 Antennenelemente mit rein digitaler Signalprozessortechnik mittelfristig nicht erreichbar zu sein.

10 Für hohe Datenraten sind deshalb teilweise Hardwareimplementationen zur Datenverarbeitung in Betracht zu ziehen. Ein Ansatz zur Vereinfachung der Signalverarbeitung, der mehrere vorgeformte Signalstrahlen benutzt, wird mit einer hardwarekonfigurierten Matrix nach Butler vor dem Antennenarray realisiert. Auf diese Weise kann ein Antennenarray mit schaltbarem Signal-
15 strahl realisiert werden. Die Empfangsrichtung wird dann durch Scannen aller Ausgänge der Butler-Matrix nach dem besten Signal gefunden, das dann zum Empfänger durchgeschaltet wird. Die Komplexität der Butler-Matrix steigt jedoch mit der Anzahl der Ausgänge schnell an. Jedes Antennensignal wird vor dem Erreichen eines Ausgangs einzeln verzögert und dann mit allen
20 anderen Signalen aufsummiert. Deshalb würde eine Butler-Matrix mit 10x10 Ausgängen 10.000 Verzögerungszweige erfordern. Ein derartiges Netzwerk scheint aber nicht sinnvoll realisierbar. Außerdem ist ein 10x10 Antennenarray für 5 GHz, das mit einem Antennenabstand von 3 cm ($\lambda /2$)
25 eine Fläche von 30x30 cm² umfasst, zu groß für mobile Stationen, sodass die beschriebene Technik stationären Basisstationen vorbehalten ist oder auf mm-Wellenlängen beschränkt werden muss.

Der **Stand der Technik**, der der Erfindung zugrunde liegt, geht von dem Übertragungsverfahren und dem Übertragungssystem nach Foschini et al.
30 aus, wie sie in der EP-A2 0 951 091 und den Aufsätzen [5], [6] beschrieben werden. Das hieraus bekannte Funkübertragungsverfahren (im Folgenden zur besseren Unterscheidung kurz „BLAST“-Verfahren) für Innenraum-

bereiche basiert auf einer zeitlich-räumlichen Signalverarbeitung für ein Übertragungssystem mit mehreren Antennen auf Sender- und Empfangsseite (Multielement-Antennen, multiple-input/multiple-output -MIMO- System). Bei dem BLAST-Verfahren wird jedoch nicht die Bandbreite des Übertragungskanals vergrößert, sondern die spektrale Effizienz als Maß für die Datenrate, die innerhalb einer Bandbreite von 1 Hz übertragbar ist. Dabei nehmen spektrale Effizienz und Übertragungskapazität linear mit der Anzahl der parallelen Übertragungspfade zu. Das Prinzip der MIMO-Datenübertragung ist der **Figur 1** für n Sende- und m Empfangsantennen mit insgesamt $n \times m$ parallelen Übertragungspfaden zu entnehmen. Auf der Sendeseite wird in einer Raum-Zeit-Kodierungseinheit ein eingehender Datenstrom in eine der Anzahl der Sendeantennen entsprechende Anzahl von Datenteilströmen aufgeteilt. Diese werden als Datenteilsignale zeitlich und räumlich parallel auf derselben Trägerfrequenz drahtlos übertragen. Auf der Empfangsseite werden an unterschiedlichen Orten im Innenraumbereich mit den Empfangsantennen, deren Anzahl größer oder gleich der Anzahl der vorhandenen Sendeantennen ist ($m \geq n$), die einander überlagerten Datenteilsignale erfasst. Dabei weist der Innenraum als Nahübertragungsbereich ein normales Übertragungsverhalten ohne ungewöhnliche Überlagerungen, starke Dämpfungen und Störungen durch bewegte Objekte auf. Trotzdem tragen viele Echosignale zum Übertragungssignal bei. Man kann deshalb davon ausgehen, dass die empfangenen Signale bei einem ausreichenden Antennenabstand statistisch unabhängig voneinander und zufällig verteilt sind (Verteilung bei einer Sichtverbindung nach Rice oder nach Raleigh, wenn keine Sichtverbindung gegeben ist).

Bei den folgenden Ausführungen, die zum grundsätzlichen Verständnis des der Erfindung zugrunde liegenden BLAST-Verfahrens beitragen, werden die gesendeten Signale mit dem Sendevektor \mathbf{S} mit den Komponenten S_j bezeichnet. Nach der Funkübertragung errechnen sich die Komponenten E_i des Empfangsvektors \mathbf{E} zu

$$E_i = \sum_{j=1}^n H_{ij} S_j + N_i \quad (2)$$

mit H_{ij} als Elemente der komplexwertigen Kanalmatrix $[H]$ und N_i als Rauschbeitrag im i-ten Empfangspfad. Mit der Kanalmatrix wird das reale Übertragungsverhalten des Innenraums als vielpfadigem Übertragungskanal geschätzt. Beim BLAST-Verfahren werden periodisch Trainingsvektoren übertragen, um die Kanalmatrix zu ermitteln. Da unkorrelierte Sendesignale in einer natürlichen Umgebung sehr wahrscheinlich sind, kann in den meisten Fällen eine zumindest der Anzahl der Sendeantennen entsprechende Anzahl von linearen Gleichungen, die unabhängig voneinander sind, aufgestellt werden. Damit enthält die Kanalmatrix alle Informationen, die notwendig sind, um auf der Empfangsseite das Sendesignal aus dem empfangenen Datensignal zu rekonstruieren. Bei dem bekannten Funkübertragungsverfahren erfolgt dies durch singuläre Eigenwertzerlegung (SVD) und eine anschließende iterative Interferenzauslöschung.

Dem BLAST-Verfahren liegt ein spezielles physikalisches Modell zugrunde. Das Verfahren verwertet erfolgreich das nicht-frequenzselektive, sogenannte „flache Fading“, um die Systemkapazität zu verbessern. Ein Innenraum stellt einen Mikrowellenresonator mit partiell reflektierenden Oberflächen dar. Die Eigenschwingungen (Moden) dieses Resonators differieren sowohl in ihrer räumlichen Feldverteilung als auch in ihrer Mittenfrequenz. Von einer Trägerfrequenz werden normalerweise ungefähr 10.000 Moden angeregt (eine einzelne Mode hat eine Spektrallinienbreite vergleichbar mit der Kanalbandbreite B). Wegen der Modenfeldverteilung regt jeder Sender verschiedene Linearkombinationen von Moden an, die sich an den verschiedenen Orten im Raum, wo sich die Empfänger befinden, zusätzlich mit unterschiedlicher Amplitude und Phase überlagern und somit linear unabhängig sind. Diese räumlich bedingten Unterschiede in der Zusammensetzung der Empfangssignale nutzt das BLAST-Verfahren zur Rekonstruktion der ursprünglichen Signale aus.

Das BLAST-Verfahren arbeitet bei einem hohen Signal-Rausch-Verhältnis mit 8 Send- und 12 Empfangsantennen und einer 16-QAM-Übertragung (QAM: Quadratur-Amplituden-Modulation) als gewähltes Datenmodulationsformat. Dadurch sind nach Berichten spektrale Effizienzen ungefähr bis zu 40 bit/s pro Hz bei Bitfehlerraten im Bereich von 1% erzielbar. Bei dem bekannten Verfahren werden aber alternierende Zeitperioden zur Kanalmatrixmessung und zur Datenübertragung genutzt, so dass ca. 20% der erreichbaren Effektivität wieder verloren gehen. Außerdem wird die Raum-Zeit-Signalverarbeitung in Echtzeit mit einem digitalen Signalprozessor durchgeführt, wodurch der Datendurchsatz auf weniger als 1 Mbit/s begrenzt wird. Dabei könnte mit den vorgesehenen 8 parallelen Übertragungskanälen in Innenräumen ein Gesamtdatendurchsatz von mehreren 10 Mbit/s bis hin zu 100 Mbit/s und mehr erzielt werden. Solche Datenraten scheinen aber in näherer Zukunft mit einer Datenauswertung, die auf einem digitalen Signalprozessor basiert, wie bei dem bekannten BLAST-Verfahren, nicht erreichbar zu sein. Eine hohe Datenrate ist aber insbesondere für Multimedia-Anwendungen (Videos, Computer-Kommunikation etc.) von besonderem Interesse bzw. Grundvoraussetzung für die Anwendbarkeit. Mobile Kommunikationssysteme müssen sparsam mit den zugewiesenen Frequenz-Resourcen umgehen. Gleichzeitig ist aber auch, wie bereits erwähnt, eine hohe Datenrate für Multimediaanwendungen erwünscht, besonders im sogenannten „Indoor-Bereich“. Hierfür wird eine hohe spektrale Effizienz benötigt, die mit einer leistungsfähigen Übertragungstechnik gepaart sein muss. Typischerweise ist die Kanalbandbreite in Innenräumen aufgrund von Vielfach-Reflexionen der Funkwellen auf etwa 5 MHz begrenzt. Ausgehend von dem bekannten BLAST-Verfahren als gattungsgemäßem Verfahren, für das bereits weniger Antennenarrays benötigt werden als für die gerichtete Sichtverbindung, ist daher die **Aufgabe** für das erfindungsgemäße Verfahren darin zu sehen, innerhalb dieser „natürlichen“ Bandbreite Daten mit sehr hohen Übertragungsraten in einem Bereich von 100 Mbit/s übertragen zu können. Hierfür ist das Erreichen einer spektralen Effizienz von 20 bit/s und Hz

notwendig. Ein geeignetes Übertragungssystem zur Durchführung des Verfahrens muss dementsprechend leistungsfähig sein und sehr hohe Geschwindigkeiten bei der Signalverarbeitung ermöglichen.

5 Als Lösung für diese Aufgabe ist bei einem Funkübertragungsverfahren der oben genannten Art deshalb vorgesehen, dass jeder Sendepfad durch ein eindeutig erkennbares Pilotsignal bekannter Struktur, Kodierung und guten Korrelationseigenschaften markiert ist, das dem jeweils zu übertragenden Datenteilsignal in Form einer markierenden Pilotsequenz störungsaarm über-
10 lagert und die Überlagerung als Sendesignal übertragen wird, die Messung der Elemente der komplexwertigen Kanalmatrix zeitgleich mit der parallelen Übertragung der Sendesignale durchgeführt wird und auf den Pilotsequenzen basiert, deren übertragene Strukturen in jedem Empfangspfad gemessen und mit den bekannten Strukturen korreliert werden, und dass jedes
15 Datenteilsignal zu seiner Rückgewinnung als analog gewichtete Linearkombination aller Empfangssignale dargestellt wird, wobei die analogen Wichtungssignale Elemente einer Wichtungsmatrix sind, die mittels einer geometrischen Projektionstechnik mit rein algebraischer Struktur aus der komplexwertigen Kanalmatrix ermittelt werden.

20

Bei dem erfindungsgemäßen Funkübertragungsverfahren wird die Kanalschätzung von der Datenübertragung durch das gleichzeitige Durchführen beider Vorgänge voneinander getrennt. Die Kanalmatrix zur Wiederherstellung der ursprünglichen Datenteilsignale wird zeitgleich mit 25 deren Übertragung präzise gemessen. Auf diese Weise wird die gesamte zur Verfügung stehende spektrale Effizienz für die Datenübertragung verfügbar gemacht. Zeitlücken in der Datenübertragung, wie sie bei dem bekannten BLAST-Verfahren durch das alternierend durchgeführte Senden von Trainingssequenzen für die Messung der Kanalmatrix vorhanden sind, treten 30 nicht auf. Der gesamte vielpfadige Übertragungskanal kann bei dem erfindungsgemäßen Übertragungsverfahren ununterbrochen zur Datenübertragung genutzt werden, die Datenteilsignale werden kontinuierlich

übertragen. Die Messung der Kanalmatrix erfolgt mit einer der erforderlichen Genauigkeit angepassten Periode zeitparallel dazu. Das präzise Messverfahren für die Kanalmatrix basiert auf der Einführung eines im Vergleich zum Datenteilsignal schwachen gleichfrequenten Zusatzsignals, das mit dem 5 für jede Sendeantenne charakteristischen Pilotsignal moduliert wird. Jedem Datenteilsignal in jedem einzelnen Übertragungspfad wird ein schwaches, speziell kodiertes und gut erkennbares Pilotsignal überlagert. Dabei sei an dieser Stelle bemerkt, dass bei einer gleichzeitigen Aussendung der größte Gewinn an spektraler Effizienz zu erzielen ist. In Einzelfällen kann es jedoch 10 auch sinnvoll sein, das Pilotsignal ohne einen wesentlichen Effizienzverlust zeitversetzt alternierend oder in dafür vorgegebenen Zeitschlitten zu senden. Ein Vorteil ist hier die Möglichkeit der etwas leistungsstärkeren Ausbildung der Pilotsignale gegenüber den Datenteilsignalen.

15 Alle genannten Vorgänge erfolgen bei dem erfindungsgemäßigen Übertragungsverfahren im analogen Bereich, nur noch die Wichtungswerte werden aus der Kanalmatrix digital berechnet, um gleichzeitig eine numerische Störunterdrückung nach einem bekannten Algorithmus zu erreichen. Durch den Verzicht auf eine rekursive Störunterdrückung kann die 20 Signalverarbeitung jedoch entscheidend einfacher als mit dem bekannten BLAST-Verfahrens ausgelegt werden. Die lineare Kombination der Empfangsantennensignale als entscheidendes Werkzeug zur Wiederherstellung der Originalsignale wird zur signifikanten Steigerung des Daten- durchsatzes vollständig analog durchgeführt. Wegen dieser rein 25 algebraischen Struktur ist das erfindungsgemäßige Übertragungsverfahren echtzeitfähig. Die digitale Bearbeitung der Signale erfolgt nur noch durch das Setzen der Wichtungswerte in der Linearkombination, zeitbegrenzende digitale Abtastungen direkt im Datenpfad treten nicht mehr auf.

30 Vorteilhafte Weiterbildungen des erfindungsgemäßigen Verfahrens, insbesondere zur Ausprägung des Pilotsignals, zur analogen Signal-Rückgewinnung auf der Empfängerseite, zur Signaldatenmodulation auf der Senderseite, zur

Art der Wichtungsmatrix und zur Extraktion der Pilotsignale bei der Signalaufbereitung, um die Bitfehlerrate senken und die Pilotsignalleistung steigern zu können ($k \rightarrow 1$), sind den Unteransprüchen zu entnehmen. Zur Vermeidung von Wiederholungen wird hierzu auf den speziellen

5 Beschreibungsteil verwiesen, in dem ausführlich im Zusammenhang mit den entsprechenden Figuren auf die einzelnen Weiterbildungen eingegangen wird.

Die vorliegende Erfindung bezieht sich weiterhin auf ein mobiles

10 Funkübertragungssystem für den Innenraumbereich zur parallelen Funkübertragung von digitalen Datenteilströmen in einem frequenzbegrenzten, vielpfadigen Übertragungskanal zwischen den einzelnen Sende- und Empfangspfaden mit einem Sender, der Multi-Element-Antennen für eine Anzahl n ortsabhängige, parallele Sendepfade und eine Raum-Zeit-Kodierungseinheit in einer sendeseitigen Signalverarbeitungseinrichtung umfasst, und einem Empfänger, der Multi-Element-Antennen für eine Anzahl m ($m \geq n$) ortsabhängige, parallele Empfangspfade, einen digitalen Signalprozessor aufweisenden Einrichtung zur Messung der komplexwertigen Kanalmatrix und eine Raum-Zeit-Dekodierungseinheit in einer empfangsseitigen Signalverarbeitungseinrichtung umfasst.

15

20

Der zugrunde liegende Stand der Technik ist identisch mit dem für das erfindungsgemäße Übertragungsverfahren gewürdigten Stand der Technik. Ein Verfahren ist immer eng mit einer Anordnung zur

25 Verfahrensdurchführung verknüpft, sodass das Problem zur Schaffung eines leistungsfähigen Systems mit hoher Signalverarbeitungsgeschwindigkeit bereits im Zusammenhang mit der übergeordneten Aufgabe der Erzielung einer hohen Datenrate formuliert wurde. Weitere Aufgabenfaktoren beziehen sich grundsätzlich auf einen funktionsorientierten, vorteilhaften Aufbau und

30 die Kosten des Übertragungssystems.

Bei einem mobilen Funkübertragungssystem der oben beschriebenen Art ist deshalb vorgesehen, dass zur Durchführung des erfindungsgemäßen Funkübertragungsverfahrens der Sender in jedem Sendepfad einen Pilotsignalgenerator zur Erzeugung einer den Sendepfad markierenden, 5 eindeutig erkennbaren Pilotsequenz und eine Einspeisung zur Überlagerung eines aus der markierenden Pilotsequenz generierten Pilotsignals mit dem jeweils zu übertragenden Datenteilsignal im Sendepfad enthält, der Empfänger in jedem Empfangspfad eine Abzweigstelle, über die das jeweilige Empfangssignal als Monitorsignal jeweils einer pro vorhandenem Sendepfad 10 vorgesehenen Wichtungsseinheit zur Ermittlung von analogen Wichtungssignalen zugeführt wird, und über alle Empfangspfade eine analoge Signalkombinationseinheit aufweist, in die die analogen Wichtungssignale einfließen, und dass jede Wichtungseinheit eine der Anzahl der vorhandenen Sendepfade entsprechende Anzahl Korrelations- 15 schaltungen mit je einem Pilotsignalgenerator zur Messung der Struktur des jeweils empfangenen Pilotsignals und einen allen Wichtungseinheiten gemeinsamen digitalen Signalprozessor zur Ermittlung der komplexwertigen Kanalmatrix und der sich daraus ergebenden Wichtungsmatrix sowie einen analogen Komplexwert-Modulator zur Aufprägung des analogen Wichtungs- 20 signals auf das jeweilige Empfangssignal aufweist.

Wesentliche Teile der Signalverarbeitung werden bei diesem mobilen Funkübertragungssystem in Hardware ausgeführt, wodurch neben der spektralen Effizienz auch die hohe Übertragungsgeschwindigkeit ermöglicht 25 wird. Das mittels des Digitalprozessors numerisch gewichtete Verarbeitungsnetzwerk wird vollständig schaltungstechnisch realisiert. Der Einsatz von einfachen Signalgeneratoren mit Schieberegistern gemäß einer vorteilhaften Ausgestaltung des mobilen Übertragungssystems ermöglicht einen weitgehend störungsunempfindlichen, preiswerten Schaltungsaufbau für die 30 Messung der Kanalmatrix mit einer hochgenauen Signallückgewinnung. Auch im Zusammenhang mit dem mobilen Übertragungssystem wird auf die

Ausführungen im speziellen Beschreibungsteil hingewiesen, um Wiederholungen zu vermeiden.

Ausbildungsformen der Erfindung werden nachfolgend anhand der 5 schematischen Figuren näher erläutert. Dabei zeigt :

FIGUR 1 den Aufbau eines MIMO-Systems,
FIGUR 2 das prinzipielle Schema des erfindungsgemäßen Übertragungsverfahrens und -systems,
10 **FIGUR 3** die Sendeseite des erfindungsgemäßen Übertragungsverfahrens und -systems,
FIGUR 4 einen Generator zur Erzeugung der PN-Sequenzen,
FIGUR 5 die Empfangsseite des erfindungsgemäßen Übertragungsverfahrens und -systems,
15 **FIGUR 6** die Wichtungseinheit und
FIGUR 7 eine Darstellung der geometrischen Projektionstechnik.

Die **FIGUR 1** zeigt den Aufbau eines Multiple-Input / Multiple-Output – Systems **MIMO**, wie es auch aus dem Stand der Technik bekannt ist, mit der 20 Relation eines Senders **Tx** auf der Sendeseite zu einem Empfänger **Rx** auf der Empfangsseite über einen vielpfadigen Übertragungskanal im Innenraumbereich.

In der **FIGUR 2** ist das prinzipielle Schema des erfindungsgemäßen 25 Übertragungsverfahrens und -systems **TS** dargestellt, das im Folgenden im Einzelnen erläutert wird.

- Überlagerung von Pilotsequenzen

Im Folgenden wird das neue Konzept der Kanalmatrixmessung als wesentliche Komponente des erfindungsgemäßen Funkübertragungsverfahrens erläutert. Grundsätzlich wird jedem Sendepfad ein modulierter, schwacher Nebenkanalträger hinzugefügt. Jedes Datensignal wird also mit einem Pilotsignal überlagert, das für den jeweiligen Sendepfad charakteristisch ist. Auf jedem Empfangspfad werden dann separat Amplitude und Phase des zu jedem Sendepfad gehörenden Nebenkanalträgers gemessen. Insbesondere ist die Frequenz des Nebenkanalträgers identisch mit der Frequenz des Trägers für die Datenübertragung (Gleichkanalbetrieb). Das Konzept wird beispielhaft an einem Sender **Tx**, der die Sendesignale mittels binärer Phasenmodulation (Binary Phase Shift Keying **BPSK**) als Datenmodulationsformat kodiert, mit zwei Sendepfaden bzw. -antennen **S₁**, **S₂** (**S_i**, $i = 1 \dots n$, $n = 2$) in **FIGUR 3** gezeigt. Zunächst wird der eingehende Datenstrom **data-in** in einem Raum-Zeit-Enkoder **STE** aufgeteilt, um zwei parallele Datenteilsignale **D₁(t)**, **D₂(t)** zu erhalten. Diese werden in jedem Sendepfad **S₁**, **S₂** als im Mittel ausgeglichenen angenommen, d.h. die über eine große Anzahl von Symbolen gemittelte Amplitude ist gleich null. Zusätzlich ist anzunehmen, dass die zeitliche Abfolge der Datenteilsignale **D₁(t)**, **D₂(t)** statistisch rein zufällig verteilt ist, was durch das sogenannte „Scrambling“ erreichbar ist. Jedem Datenteilsignal **D₁(t)**, **D₂(t)** wird jeweils ein anderes Pilotsignal **P₁(t)**, **P₂(t)** hinzugefügt, deren Pilotsequenzen **PN₁**, **PN₂** (pseudonoise **PN**) von einem zugeordneten Pseudo-Zufallsgenerator (**generator**) für binäre Zeichenfolgen (Pseudo Random Binary Sequence **PRBS**) erzeugt und einer Zwischenfrequenz **IF₁** als Träger für die Datenteilsignale **D₁(t)**, **D₂(t)** aufmoduliert werden. Dabei sind die Pilotsignale **P₁(t)**, **P₂(t)** sehr schwach, so dass sie die Datenteilsignale **D₁(t)**, **D₂(t)** nicht stören. Der Faktor **k**, der das Amplitudenverhältnis zwischen den überlagerten Signalen beschreibt, ist deutlich kleiner als 1 (**k<<1**). Die überlagerten Signale werden dann mittels eines örtlichen Frequenzgenerators **LO** auf das Übertragungsband

angehoben, durch Bandfilter **F1** und Verstärker **A** geleitet und als zeitabhängige Sendesignale **S₁(t)**, **S₂(t)** in den Innenraumbereich gesendet.

Zur eindeutigen Unterscheidung der markierenden Pilotsequenzen **PN_i** verschiedener Sendepfade **S_i** im Empfänger **Rx** ist es wichtig, binäre Zeichenfolgen **PRBS** mit guten Kreuzkorrelationseigenschaften zu verwenden. Außerdem werden relativ lange Codefolgen (Länge **L** => $2^{14}-1=16383$) benötigt, um die schwachen Pilotsignale **P_i(t)** von den relativ starken gesendeten Datensignalen **D_i(t)** in Korrelationsschaltungen unterscheiden zu können. Solche langen binären Zeichenfolgen **PRBS** können mit mehrfach rückgekoppelten Schiebe-Registern erzeugt werden. Die aktuellen Rückkopplungsverhältnisse können aus der allgemein bekannten Tabelle der nicht kürzbaren binären Polynome abgeleitet werden [7]. Es gibt viele mögliche Rückkopplungsverhältnisse, die unterschiedliche Sequenzfolgen gleicher maximaler Länge **L** erzeugen, aber normalerweise ist die Kreuzkorrelation eines beliebigen Paares dieser Sequenzen nicht optimal.

Von Gold [8] ist nun im Prinzip ein doppeltes Schiebe-Register **SR** bekannt, das ein bevorzugtes Sequenz-Paar verwendet. Mit dem Gold-Sequenzgenerator erhält man eine ganze Familie derartiger Sequenz-Paare mit guten Auto- und Kreuzkorrelationseigenschaften. Ein Weg zur Ermittlung des bevorzugten Paares wird in [9] aufgezeigt. Es wird mit **L=16383** ermittelt. Die beiden bevorzugten Polynome $f_1(x) = x^{14} + x^{10} + x^6 + x + 1$ und $f_{65}(x) = x^{14} + x^{13} + x^{11} + x^{10} + x^9 + x^8 + x^6 + x^3 + x^2 + x + 1$ werden in der Tabelle [7] gefunden. Die Polynomexponenten bezeichnen die Abgriffstellen (**taps**) in den Schiebe-Registern **SR**, die Modulo 2 summiert und dann auf den Registereingang rückgekoppelt werden. Zu beachten ist, dass verschiedene Startwerte im Schiebe-Register gleiche Sequenzen erzeugen, jedoch eine Verzögerung verursachen. Bei „Modulo“ handelt es sich um eine Rechenvorschrift, mit der immer der ganzzahlige Rest der Division zweier ganzer Zahlen ermittelt wird. „Modulo 2“ heißt, dass immer eine beliebige reale Zahl auf- oder abgerundet,

durch 2 geteilt und der Rest als Ergebnis in Form einer „1“ oder einer „0“ ausgegeben wird. In der Praxis wird diese Operation mit Hilfe binärer XOR-Gatter realisiert.

- 5 Der so konzipierte Gold-Sequenzgenerator ist in **FIGUR 4** gezeigt. Der Ausgang des unteren Schiebe-Registers **SR₂** wird um einige Chipzyklen T (Chip = Bitdauer) verzögert und dann mit Modulo 2 zu dem Ausgang des oberen Schiebe-Registers **SR₁** addiert. Die **Taps** hier sind 1, 6, 10 und 14. Die **Taps** in dem unteren Schiebe-Register **SR₂** sind 1, 2, 3, 6, 8, 9, 10, 11,
- 10 13 und 14. Durch Veränderung der Verzögerung zwischen den bevorzugten Sequenzen können $n < L+2$ unterschiedliche Gold-Sequenzen („Gold-Codes“) erhalten werden. Durch Computersimulation wurde überprüft, dass mit der in **FIGUR 3** gezeigten Anordnung Gold-Sequenzen erhalten werden, die folgenden periodische Auto- (**PACF[i]**) und Kreuz-Korrelationsfunktionen
- 15 (**PCCF[i]**) genügen :

$$PACF[i] = \begin{cases} 16383 : i=0 \\ \in \{255, -1, -257\} : i \neq 0 \end{cases} \quad (3)$$

$$PCCF[i] = \begin{cases} -1 : i=0 \\ \in \{255, -1, -257\} : i \neq 0 \end{cases} \quad (4)$$

20

Die Verwendung von Pilotsignalen **P_i(t)** mit gleichen Symbolraten und insbesondere mit einem Modulationsformat mit einer ähnlichen spektralen Leistungsverteilung wie bei den Datenteilsignalen **D₁(t)**, **D₂(t)** (bzw. beim eingehenden Datenstrom **data-in**) ist eine geeignete Methode dafür, bei steigender Übertragungsbandbreite die zumeist sehr stark frequenzabhängige Dämpfung im Kanal ("frequency-selective fading") berücksichtigen zu können. Aufgrund seiner Einfachheit wird die **BPSK**-Technik zur Kanalabschätzung bevorzugt eingesetzt. Dabei ist zu beachten, dass viele Modulationstechniken höherer Ordnung (QPSK, 8-PSK, 16-QAM, 30 32-QAM, ...) dieselbe spektrale Leistungsverteilung wie die **BPSK**-Technik

aufweisen, wenn man mit gleicher Symbolrate arbeitet. Daher kann eine **BPSK**-basierte Pilotsignal-Modulation z.B. auch mit einer auf 16-QAM beruhenden Daten-Modulation kombiniert werden.

- 5 Die sequenz-markierten Pilotsignale $P_i(t)$ erzeugen eine Art Pseudo-Zufallsrauschen, das den Datenteilsignalen $D_i(t)$ hinzugefügt wird. Dadurch wird die Übertragungsleistung etwas herabgesetzt, aber wenn die Leistung der Pilotsignale $P_i(t)$ nur 1% bis 10 % der Datenteilströme $D_i(t)$ beträgt, wird der Einfluss auf die Datenübertragung vernachlässigbar gering. Noch
10 geringer kann der Störeinfluss jedoch gehalten werden, wenn die Pilotsignale $P_i(t)$ von den rekonstruierten Sendesignalen $S_i(t)$ wieder abgezogen werden (vgl. Figur 2).

- **Messung der Kanalmatrix**

15

Die **FIGUR 5** zeigt einen Empfänger Rx. Dargestellt ist im linken Bereich eine Separationseinheit **SEU** für die Aufteilung in Signal- und Monitorfade, im mittleren Bereich eine analoge Signalkombinationseinheit **ASU** und im rechten Bereich eine Datenrückgewinnungseinheit **DRU**. Es wird ein
20 Empfänger Rx mit 3 Empfangspfaden bzw. -antennen E_1, E_2, E_3 ($E_j, j = 1 \dots m, m = 3,$) als Ausführungsbeispiel gezeigt. Nach der Bandabsenkung mit internen Oszillatoren **LO** wird jedes Empfangssignal $E_1(t), E_2(t), E_3(t)$ an Abzweigstellen **SP₁, SP₂, SP₃** auf Signalfade **signal₁, signal₂, signal₃** und Monitorfade **monitor₁, monitor₂, monitor₃** aufgeteilt. Die entsprechenden
25 Monitorsignale $M_1(t), M_2(t), M_3(t)$ werden zur Messung (Abschätzung) der Kanalmatrix **[H]** benötigt, während die eigentlichen Empfangssignale $E_1(t), E_2(t), E_3(t)$ in einer analogen Signalkombinationseinheit **ASU** weiterverarbeitet werden.
30 In der **FIGUR 6** werden Einzelheiten einer Wichtungseinheit **WU** als Bindeglied zwischen der Separationseinheit **SEU** und der

Signalkombinationseinheit ASU zur Abschätzung der Kanalmatrix [H] gezeigt. In jedem Empfangspfad E_1, E_2, E_3 werden die Monitorsignale $M_1(t), M_2(t), M_3(t)$ auf eine der Anzahl von Sendeantennen S_1, S_2 (zwei Sendeantennen als Beispiel bei drei Empfangsantennen) im Übertragungssystem TS entsprechenden Anzahl von Korrelationsschaltungen **correlator₁**, **correlator₂** verteilt (siehe **FIGUR 6** oben). Die Anzahl aller Korrelationsschaltungen **correlator_{ij}** ergibt sich aus der Multiplikation von n Sendepfade mit m Empfangspfaden (jeweils mit Laufindex i bzw. j). In der **FIGUR 6** unten wird beispielhaft die zur markierenden Pilotsequenz PN_1 der ersten Sendeantenne S_1 gehörende Korrelationsschaltung **correlator₁** gezeigt. Synchron mit der binären Zeichenfolge **PRBS** des Pilotsignals PN_1 im empfangenen Datensignal $E_1(t)$ erzeugt ein **PRBS-Generator (generator)** im Empfänger Rx dieselbe Zeichenfolge **PRBS**, um dieselbe Pilotsequenz PN_1 wie auf der Sendeseite zu generieren. Der phasengleiche (0°) und ein um 90° phasenverschobener Ausgang des internen **IF1**-Generators werden dann jeweils mit der Pilotsequenz PN_1 moduliert und jedes der beiden resultierenden Signale wird mit dem Monitorsignal $M_1(t)$ multipliziert. Hierbei ist zu beachten daß die Monitorsignale $M_i(t)$ bereits vor den Abzweigstellen SP_1 auf die Subträgerfrequenz **IF1** heruntergemischt wurden, sodass nach der Multiplikation ein komplexwertiges Basisband-Signal vorliegt. Beide überlagerten Signale werden über eine volle Periode τ der Zeichensequenz **PRBS** (16383 chip clock cycles) integriert. Wenn die Symbolrate (**chip rate**) bei einer Datenübertragung z.B. 2,5 MHz beträgt, wird eine Periode von 6,5 ms für jede einzelne Messung der Kanalmatrix [H] benötigt. Dabei wird zutreffend vorausgesetzt, dass sich die Gegebenheiten für den vielpfadigen Übertragungskanal im Innenraum bei 5 GHz während dieser Periodendauer durch Objektbewegungen mit Geschwindigkeiten < 1 m/s nicht entscheidend verändern.

Im Folgenden wird das Extrahieren des Pilotsignals näher beschrieben. Das bei der Korrelationsschaltung **correlator₁** ankommende Monitorsignal $M_1(t)$,

das identisch ist mit dem Empfangssignal $E_1(t)$, ist eine lineare Kombination zweier unabhängiger Datenteilsignale $D_j(t)$ und zweier Pilotsignale $P_j(t)$

$$E_1(t) = \sum_{j=1}^2 H_{1j} D_j(t) + \sum_{j=1}^2 H_{1j} P_j(t) \quad (5)$$

5

Im Ausführungsbeispiel handelt es sich um die Summe von vier BPSK-kodierten Signalen auf derselben Trägerfrequenz ω

$$E_1(t) = \frac{1}{2} \sum_{j=1}^4 [H_{1j} S_j e^{j(\omega t + \pi x_j(t))} + c.c.] \quad (6)$$

10

wobei $x_j(t)$ die unipolare {0; 1} Darstellung der Daten- oder Pilotsignale und $H_{1j}=H_{1(j-2)}$ für $j>2$ und c.c. die Abkürzung für das komplexe konjugierte Signal ist. Die Summation gemäß (6) läuft von $j=1$ bis 4, weil die hier beschriebene Rechnung für Daten- und Pilotsignale nun gleich ist. Dabei wird angenommen, dass für alle Übertragungspfade ein und derselbe kohärente Frequenzträger verwendet wird. Die beiden hinter den Integratoren gemessenen Signale können wie folgt geschrieben werden, dabei kann das I-Signal als Realteil und das Q-Signal als Imaginarteil der analogen Messspannung interpretiert werden.

15

$$I = \frac{1}{2} \int_0^t dt E_1(t) [e^{j(\omega t + \pi x_1(t))} + c.c.] \quad (7)$$

$$Q = \frac{1}{2} \int_0^t dt E_1(t) \left[e^{j(\omega t + \frac{\pi}{2} + \pi x_1(t))} + c.c. \right] \quad (8)$$

20 Das phasengleiche I-Signal des ersten Sendepfads S_1 kann durch Einsetzen von (6) in (7) gefunden werden.

$$I = \frac{1}{4} \int_0^\tau dt \left[\left\{ \sum_{j=1}^4 H_{1j} S_j e^{j(2\alpha t + \pi[x_j(t) + p_1(t)])} + c.c. \right\} + \left\{ \sum_{j=1}^4 H_{1j} S_j e^{j\pi[x_j(t) - p_1(t)]} + c.c. \right\} \right] \quad (9)$$

Eine ähnliche Formel erhält man für das Q-Signal. Der Hochfrequenzanteil (linke Klammer) in (9) kann ignoriert werden, weil die Integration wie ein 5 Tiefpass wirkt. Wenn sich die Kanaleigenschaften während der Periode τ ($H_{ij}=\text{const.}$) nicht ändern, erhält man Integrale der Form $C = \int_0^\tau dt e^{j\pi[x_j(t) - p_1(t)]}$, die angeben, ob ein Signal zu den gemessenen I- und Q-Werten beiträgt oder nicht. Wenn $x_j(t)$ eine der zur zeitlichen Spreizung des Pilotsignals $P_j(t)$ verwendeten PRBS-Sequenzen ist, dann ist C entweder gleich der 10 periodischen Auto-Korrelationsfunktion (PACF(0), $j=1$) oder gleich der Kreuz-Korrelationsfunktion (PCCF(0), $j \neq 1$). Voraussetzung ist jedoch, dass die Pilotsequenzen, die einen n-dimensionalen Vektorraum aufspannen, exakt orthogonal und synchron zueinander sind ($C = \tau \delta_{1j}$ mit δ_{1j} als Kronecker-Symbol aller natürlichen Paare ij zur Beschreibung von Matrizen mit den 15 Werten 1 für $i=j$ und 0 für $i \neq j$). Diese Forderung ist für die hier gewählten Goldsequenzen in sehr guter Näherung erfüllt.

Wenn $x_j(t)$ eine zufällige ausgeglichene Datenfolge ist, erhält man das Integral $C = 0$ bei einer unendlichen Periode der Sequenz. Im Folgenden 20 werden daher die zufälligen Datenbeiträge vernachlässigt. Die I- und Q-Signale reduzieren sich dann zu

$$I = \frac{S_1}{4} \operatorname{Re}(H_{11}) \quad (10)$$

$$Q = \frac{S_1}{4} \operatorname{Im}(H_{11}) \quad (11)$$

Wenn die Pilotsignale im Sender gleiche Amplituden aufweisen, können mit der Korrelationsschaltung gemäß **FIGUR 6** die Amplitude

$$|H_{11}| = \sqrt{I^2 + Q^2} \quad (12)$$

und die Phasenlage

$$5 \quad \phi_{11} = \arctan\left(\frac{Q}{I}\right) \quad (13)$$

des Elements H_{11} der Kanalmatrix $[H]$ gemessen werden. Die Bestimmung der anderen Matrixelemente erfolgt völlig analog dazu.

Aber auch mit endlichen Folgen können die Beiträge des Datensignals zu den gemessenen I- und Q-Werten ausreichend unterdrückt werden, weil sie mit den Pilotsequenzen nicht in Korrelation stehen. Die zufälligen Datensignale können dann als ein den Pilotsignalen überlagertes starkes Rauschen betrachtet werden. Im folgenden Beispiel wird ein Pilotsignal mit 1% bis 10 % der Energie eines Datenteilsignals angenommen. Weil die Datenteilsignale zufällig und untereinander nicht korreliert sind, liegt die Energie 23 dB oberhalb des Pilotsignals. Nach der Korrelation wird das Pilotsignal durch den Spreizgewinn um $10 \log(16383) = 42$ dB verstärkt, sodass es jetzt zu den I- und Q-Signalen mit 19 dB mehr Energie beisteuert (oder mit der 9-fachen Amplitude) verglichen mit den Datensignalen. Zu beachten ist, dass das Energieverhältnis zwischen Datenteil- und Pilotsignalen für geringes Übersprechen und hohe Genauigkeit bei der Kanalmessung sorgfältig eingestellt werden muss (Festlegung des Rice-Faktors $k \ll 1$). Das optimale Verhältnis kann durch eine Bitfehlermessung oder auch durch eine Simulation des Gesamtsystems ermittelt werden. Bereits weiter oben wurde ausgeführt, dass sich bei einer alternierenden Aussendung der Pilotsignale die spektrale Effizienz zwar wieder etwas erhöht, dafür aber die Amplitude der Pilotsignale angehoben werden kann ($k \rightarrow 1$).

Ähnliche Schaltungen wie in den **FIGUREN 5 und 6** werden zur getrennten Messung aller Elemente H_{ij} der Kanalmatrix verwendet. Hinter den Integratoren in **FIGUR 6** werden die analogen Werte in einen digitalen Signalprozessor **DSP** eingelesen, der die Wichtungen für die analoge 5 Signalverknüpfungseinheit **ASU** berechnet.

- **Berechnung der Wichtungen**

Im Folgenden wird nun gezeigt, wie mit der gemessenen Kanalmatrix $[H]$ 10 eine passende Wichtungsmatrix $[I]$ für die Signalverknüpfungseinheit **ASU** erhalten wird. Wenn die Vektorbeschreibung gemäß (2) von links mit der Wichtungsmatrix $[I]$ multipliziert wird, erhält man $S' = [I][H]S + [W]N = S + [I]N$. Im Falle von Rauschfreiheit ($N=0$) wird deutlich, dass die Wichtungsmatrix $[I]$ die Pseudoinverse der Kanalmatrix $[H]$ ist, die definiert 15 wird durch

$$\sum_{j=1}^m I_{ij} H_{jk} = \delta_{ik} \quad (14)$$

Man beachte, dass (14) $n \times n$ -Gleichungen für die $m \times n$ -Elemente der Wichtungsmatrix $[I]$ zur Verfügung stellt und dass es $(m-n) \times n$ -Freiheitsgrade 20 in der Berechnung der Wichtungsmatrix $[I]$ gibt. Bei Berücksichtigung des Rauschens kann die Wahl einer beliebigen, (14) erfüllenden Wichtungsmatrix $[I]$ deshalb signifikante Fehler bei der Signal-Rückgewinnung verursachen. Dies kommt eindeutig zum Ausdruck durch den zusätzlichen Rauschterm in $S' = S + [I]N$, der von den aktuellen Einstellungen der freien Parameter in der 25 Wichtungsmatrix $[I]$ abhängt. Für eine optimale Datenübertragung muss daher der Einfluss des Rauschterms $[I]N$ minimiert werden. Diese Aufgabe wird beispielsweise durch die spezielle Wahl der sogenannten Moore-Penrose-Pseudoinversen gelöst.

30 Im folgenden soll die Wirkung, die diese spezielle Auswahl der Inversen hat, anschaulich dargestellt werden. Zu beachten ist, dass (2) eine

Transformation zwischen dem n -dimensionalen Sende-Vektorraum $\Sigma^{(n)}$ und dem m -dimensionalen Empfangs-Vektorraum $\Psi^{(m)}$ beschreibt. Wenn kein Rauschen vorhanden ist, liegt der Empfangsvektor \mathbf{E} deshalb in einer n -dimensionalen Hyperebene im Empfangs-Vektorraum $\Psi^{(m)}$, die von den 5 Spaltenvektoren \mathbf{c}_i der Kanalmatrix $[\mathbf{H}] = [\mathbf{c}_1, \dots, \mathbf{c}_n]$ aufgespannt wird (vergleiche **FIGUR 7**). Bei vorhandenem Rauschen liegt der Empfangsvektor \mathbf{E} normalerweise außerhalb dieser Ebene.

Das wahrscheinlichste Empfangssignal $\tilde{\mathbf{E}}_{\parallel}$ in der Hyperebene kann dann 10 durch Projektion des Empfangsvektors \mathbf{E} auf diese Ebene unter der Voraussetzung gefunden werden, dass das Rauschen in allen Empfangspfaden dieselbe Charakteristik aufweist (geometrische Projektions-technik). Wenn der zur Hyperfläche normale Rauschbeitrag N_{\perp} entfernt wird, gibt es eine eins-zu-eins-Beziehung zwischen dem Punkt in der Ebene und 15 dem Sendevektor \mathbf{S} . Es ist aus der höheren linearen Algebra bekannt, dass die Moore-Penrose Pseudoinverse, die man mit Hilfe einer Singulärwertzerlegung der komplexwertigen Kanalmatrix finden kann, eben diese gesuchte Projektion durchführt. Die rauschbedingte Abweichung vom Originalsignal wird entsprechend definiert und kann als die 20 Rücktransformation des in der Ebene liegenden Rauschens (14) interpretiert werden. Wenn keine Information zur Rausch-Charakteristik verfügbar ist, ist diese Methode, die das Rauschen im Empfangsraum $\Psi^{(m)}$ minimiert, deshalb optimal zur Rückgewinnung der Sendevektoren \mathbf{S} geeignet.

Üblicherweise ist das Rauschverhalten im Empfänger jedoch bekannt, so 25 dass der Fehler im Sendevektorraum $\Sigma^{(n)}$ mit entsprechenden Methoden noch weiter reduziert werden kann. Die Minimierung der mittleren quadartischen Abweichung (Minimum Mean Square Estimation **MMSE**) verletzt (14) nur schwach, kann aber den Restfehler bei der 30 Datenrückgewinnung (Übersprechen) gegenüber dem Rauschanteil abwägen. Auf diese Weise kann eine bessere Leistung mit einem

algebraischen Ansatz erreicht werden, der kaum schwieriger als die Multiplikation mit der Moore-Penrose-Pseudoinversen ist.

Die im bekannten BLAST-Verfahren verwendete Lösung verwendet dagegen 5 eine rekursive Interferenzauslöschung im Anschluß an die Multiplikation mit der Moor-Penrose-Pseudoinversen. Diese nachträgliche "Entstörung" ist aber aufgrund von (14) grundsätzlich nur dann erforderlich, wenn die Messung der Kanalmatrix fehlerbehaftet ist, wovon bei dem bekannten BLAST-Verfahren auszugehen ist. Durch den resultierenden Meßfehler wurde hier eine 10 fehlerhafte Pseudoinverse berechnet, die bei der Rekonstruktion der Signale zum Übersprechen zwischen den einzelnen Datenpfaden führte. Eine verbesserte Kanalschätzung würde im BLAST-Verfahren mehr Zeit beanspruchen, wodurch die spektrale Effizienz noch weiter reduziert würde. Die rekursive Störunterdrückung im BLAST-Verfahren beseitigt zumindest 15 teilweise dieses unerwünschte Übersprechen und damit die Folgen einer fehlerhaften Kanalmessung. Durch eine deutlich verbesserte Kanalmessung kann also auf die schwer in Hardware zu implementierende, rekursive Fehlerkorrektur verzichtet werden. Im Vergleich mit dem in der EP-A2 0 951 091 genannten, sehr einfachen Meßverfahren wird deshalb bei dem 20 erfindungsgemäß Übertragungsverfahren durch die Verwendung von orthogonalen PN-Sequenzen (Goldfolgen) für die Messung der Kanalmatrix eine wesentlich erhöhte Genauigkeit erzielt, sodass auf eine aufwändige Störunterdrückung verzichtet werden kann. Insofern wird die Wiederherstellung der Sendeteilsignale durch das verbesserte Meßverfahren 25 für die Kanalmatrix wesentlich vereinfacht. Erst hierdurch wird die im Ausführungsbeispiel dargestellte rein analoge Signalrekonstruktion praktikabel.

Die für (19) benötigte algebraische Matrixrechnung basiert auf einer Zeitmittelwertmessung der Kanalmatrix [H]. Die Datenverarbeitung kann 30 deshalb unabhängig von der Datenübertragung in einem digitalen Signalprozessor DSP erfolgen. Der in der FIGUR 6 dargestellte digitale Signalprozessor DSP zeigt neben den vor- bzw. nachgeschalteten

erforderlichen Wandlungen vom Analogen ins Digitale und umgekehrt (**A/D** bzw. **D/A**) die erforderlichen Rechenschritte zur Ermittlung der einzelnen Elemente **H_{ij}** der Kanalmatrix **[H]** aus den Messröhßen **I** und **Q**, aus denen dann die Pseudoinverse berechnet wird, die ihrerseits dann wiederum über die analogen Größen **I** und **Q** an die I-Q-Modulatoren **IQ mod_{ij}** weitergeleitet werden. In der analogen Signalverknüpfungseinheit **ASU** können die Rechenergebnisse jetzt zur Durchführung der letzten Schritte der Hardware-Vektorsignal-Rückgewinnung benutzt werden, insbesondere für die Multiplikation mit den durch die I-Q-Modulatoren **IQ mod_{ij}** analog erstellten Wichtungen **I_{ij}** und das Aufsummieren der verschiedenen Beiträge aller Sendeantennen. Die Anzahl der erforderlichen I-Q-Modulatoren **IQ mod_{ij}** entspricht der Anzahl der Elemente **H_{ij}** der Kanalmatrix **[H]**.

- **Signalverknüpfungseinheit**

Die analoge Signalverknüpfungseinheit **ASU** in der Mitte von **FIGUR 5** ist neben der Korrelatorschaltung zur Messung der Kanalmatrix eine Hauptkomponente des erfindungsgegemenäßen Übertragungssystems auf der Seite des Multiantennen-Empfängers **Rx**. Weil alle den Datenpfad beeinflussenden Operationen hardwaremäßig realisiert sind, ist der Durchsatz nicht von der Leistungsfähigkeit des digitalen Signalprozessors **DSP** begrenzt. An dieser Stelle sei bemerkt, dass eine derartige Hardware-Realisierung natürlich auch bei anderen als dem erfindungsgemäßen Übertragungsverfahren eingesetzt werden kann und zwar immer dort, wo Datensignale aus einem linearen Verknüpfungswerk bislang ausschließlich in einem digitalen Signalprozessor verarbeitet wurden. Hierzu zählen insbesondere sogenannte "intelligente Antennenarrays" (smart antennas), die z.B. an den Basisstationen von zukünftigen Mobilfunksystemen zur räumlichen Separation der einzelnen Teilnehmer breiten Einsatz finden werden.

In der Signalverknüpfungseinheit **ASU** werden im praktischen Beispiel Amplitude und Phase einer Zwischenfrequenz **IF₂**, die von einem separaten Oszillator erzeugt wird, gemäß jeder ermittelten Wichtung **I_{ij}** durch den digitalen Signalprozesor **DSP** unter Verwendung von konventionellen I-Q-Modulatoren **IQ mod_{ij}** angepasst (siehe rechts in **FIGUR 5** und **ASU** in **FIGUR 4**, hier angedeutet durch den Ausdruck „**I_{ij} @ IF₂**“). Derartige Modulatoren sind an sich bekannt und werden üblicherweise in Digitalradios zum Aufmodulieren der digitalen Informationen auf einen Träger eingesetzt. Zu bemerken ist, dass die Benutzung eines solchen einfachen I-Q-Modulators eine neue Art darstellt, Antennenwichtungen vorzunehmen, bei der ein Signalprozessor in den Datenpfaden unnötig wird. Ein Signalprozessor im Datenpfad ist normalerweise obligatorisch für intelligente Antennensysteme wie bei dem bekannten **BLAST**-Verfahren.

Die auf der Zwischenfrequenz **IF₁** empfangenen Signale werden nun individuell herabgesetzt auf die Zwischenfrequenzen **IF₃ = IF₁-IF₂**, sodass die quasistatische Amplituden- und Phaseninformation der komplexen Wichtung **I_{ij}** des Zwischenfrequenz-Trägers **IF₂** auf die empfangenen Signale übertragen wird. Die gewichteten Signale auf der Zwischenfrequenz **IF₃** werden dann individuell in Bandpässen **FI** gefiltert und in dem zugehörigen Datenzweig aufsummiert. Schließlich werden die Daten zur Rückgewinnung in einen Raumzeitdekoder **STD** eingespeist.

• **Auslegung des Systems für höhere Leistung**

Im oben beschriebenen Beispiel wird die ursprüngliche spektrale Effizienz einer binären Pulslagenmodulation (**BPSK**) mit der Anzahl von zwei Sendeantennen multipliziert. Wenn man Einseitenbandfilter beim Sender annimmt und praxisnah berücksichtigt, dass eine Bandbreite vom 0,8-fachen der Datenrate für die zuverlässige Erkennung der Daten im Basisband benötigt wird, beträgt die spektrale Effizienz bei **BPSK** 1,25 bit/s und Hz. Daher wird im Beispiel eine Effizienz von 2,5 bit/s und Hz realisiert. Mit mehr

Sendeantennen oder anderen Modulationsverfahren höherer Ordnung in den aufgeteilten Datenteilströmen erhöht sich die Gesamteffizienz η_{total} auf $\eta_{\text{total}} = n \times \eta_{\text{mod}}$, worin n die Anzahl der Datenteilströme und η_{mod} die spektrale Effizienz der jeweiligen Modulation der Datenteilströme ist. Mit $n = 8$ und η_{mod} 5 = 5 (z.B. bei Modulation 16-QAM) kann eine spektrale Effizienz η_{total} von 40 bit/s und Hz erreicht werden. Wenn eine natürliche Kanal-Bandbreite von 2 MHz wie in obigem Beispiel angenommen wird, kann dann mit einer Chiprate von 2,5 MHz eine Datenrate von 100 Mbit/s übertragen werden. Ein derartig hohe Datenrate muss von einem drahtlosen LAN erwartet werden, 10 wie eingangs bereits erwähnt wurde. Gemessen am vorhandenen HIPERLAN/2-Standard, welcher eine maximale spektrale Effizienz von 54 Mbit/s und 20 MHz = 2,7 bit/s und Hz nutzt, kann mit dem erfindungsgemäßen Übertragungsverfahren und einem entsprechend ausgeführten Übertragungssystem die Netzwerkkapazität nahezu um Faktor 15 15 innerhalb der gleichen spektralen Grenzen gesteigert werden.

Bezugszeichenliste

	A	Verstärker
	ASU	analoge Signalkombinationseinheit
5	correlator_{II}	Korrelationsschaltung
	data-in	eingehender Datenstrom
	data-out	ausgehender Datenstrom
	DRU	Datenrückgewinnungseinheit
	DSP	digitaler Signalprozessor
10	D_I(t)	zeitabhängiges Datenteilsignal
	E	Empfangsvektor
	E_j	Empfangspfad bzw. -antenne
	E_I(t)	zeitabhängiges Empfangssignal
	F_I	Bandfilter
15	generator	Pseudo-Zufallsgenerator
	IF₁, IF₂, IF₃	Zwischenfrequenz
	[H]	komplexwertige Kanalmatrix
	H_{IJ}	Element der Kanalmatrix
	i	Laufindex Sendeseite ($i = 1 \dots n$)
20	I	Realteil der Messspannung
	I_{IJ}	Element der Wichtungsmatrix
	I_{IJ}(t)	analoges Wichtungssignal
	[I]	Wichtungsmatrix
	IQ mod_{II}	I-Q-Modulator
25	j	Laufindex Empfangsseite ($j = 1 \dots m$)
	LO	lokaler Frequenzgenerator
	m	Anzahl der parallelen Empfangspfade
	MIMO	multiple-input/multiple-output -System
	monitor_I	Monitorpfad
30	M_I(t)	zeitabhängiges Monitorsignal
	N	Rauschvektor

	n	Anzahl der parallelen Sendepfade
	PN_I	Pilotsequenz
	PRBS	Pseudo Random Binary Sequence
	P_I(t)	zeitabhängiges Pilotsignal
5	Q	Imaginärteil der Messspannung
	QAM	Quadratur- Amplitudenmodulation
	Rx	Empfänger
	SEU	Separationseinheit
	signal_I	Signalpfad
10	S_I(t)	zeitabhängiges Sendesignal
	S_I	Komponenten des empfangenen Sendevektors
	SP_I	Abzweigstelle
	SR	Schiebe-Register
	STD	space-time-decoder
15	STE	space-time-encoder
	S_I	Sendepfade bzw. -antenne
	T	Chipzyklus
	tap	Abgriffstelle
	Tx	Sender
20	TS	Übertragungssystem
	WU	Wichtungseinheit
	XOR	Exklusiv-Oder-Gatter

Literaturliste

[1] Broadband Radio Access Networks (BRAN); HIPERLAN Type 2, Physical Layer, ETSI Technical Specification 101 475 V1.1.1 (2000-04)

[2] C. Evci et al, AWACS : System description and main project achievements, proc. 4th ACTS Mobile Communications Summit, 1999, vol 1, pp 63-69

[3] T. Kuhwald, H. Boche, A constrained beamforming algorithm for 2D planar antenna arrays, Proc. IEEE Vehicular Technology Conference '99, Amsterdam, pp. 1-5, September 1999

[4] J. Jelitto, M. Bronzel, G. Fettweis "From Smart Antennas to Reduced Dimension Space-Time Processing", pre-print, to be published in Proc. Europ. Wireless Conf. EW2000, Dresden, Sept., 12-14, 2000

[5] G. J. Foschini, Layered Space-Time Architecture for Wireless Communication in a Fading Environment When Using Multiple Antennas, Bell Labs Technical Journal, Vol. 1, No. 2, Autumn 1996, pp 41-59

[6] G. D. Golden, G. J. Foschini, R. A. Valenzuela, P. W. Wolniansky, Detection algorithm and initial laboratory results using V-BLAST space-time communication architecture, Electron Lett. vol. 35 (1999), pp. 14-15

[7] W.W. Peterson and E.J. Weldon, Error Correcting Codes, Cambridge, MA, MIT Press 1972

[8] R. Gold, Optimal binary sequences for spread spectrum multiplex, IEEE Trans. Inform. Theory, IT-13 (1967), pp. 619-621

[9] J.S. Lee and L.E. Miller, CDMA Systems Engineering Handbook, Artech House, Boston, London (1998), pp. 656-663

Patentansprüche

1. Funkübertragungsverfahren im Innenraumbereich zur parallelen Funkübertragung von digitalen Datenteilströmen, die durch eine Raum-Zeit-Kodierung abhängig vom gewählten Datenmodulationsformat zu einer Anzahl n Datenteilsignale geformt werden, in einem frequenzbegrenzten, vielpfadigen Übertragungskanal zwischen einer Anzahl n Sendepfaden und einer Anzahl m ($m \geq n$), an unterschiedlichen Orten im Innenraumbereich positionierten Empfangspfaden mit einer Messung der Elemente der komplexwertigen Kanalmatrix zur Schätzung des Raum-Zeitverhaltens des Übertragungskanals und einer Raum-Zeit-Signalverarbeitung in den Empfangspfaden unter Ermittlung einer aus der komplexwertigen Kanalmatrix abgeleiteten Wichtungsmatrix zur simultanen Wiedergewinnung der Datenteilsignale, die in einer Raum-Zeit-Dekodierung wieder zu den digitalen Datenteilströmen geformt werden,
dadurch gekennzeichnet, dass
jeder Sendepfad ($S_i, i = 1 \dots n$) durch ein eindeutig erkennbares Pilotsignal ($P_i(t)$) bekannter Struktur, Kodierung und guten Korrelationseigenschaften markiert ist, das dem jeweils zu übertragenden Datenteilsignal ($D_i(t)$) in Form einer markierenden Pilotsequenz (PN_i) störungsarm überlagert und die Überlagerung als Sendesignal ($S_i(t)$) übertragen wird,
die Messung der Elemente (H_{ij}) der komplexwertigen Kanalmatrix ($[H]$) zeitgleich mit der parallelen Übertragung der Sendesignale ($S_i(t)$) durchgeführt wird und auf den Pilotsequenzen (PN_i) basiert, deren übertragene Strukturen in jedem Empfangspfad ($E_j, j = 1 \dots m$) gemessen und mit den bekannten Strukturen korreliert werden, und dass
jedes Datenteilsignal ($D_i(t)$) zu seiner Rückgewinnung als analog gewichtete Linearkombination aller Empfangssignale ($E_j(t)$) dargestellt wird, wobei die analogen Wichtungssignale ($I_{ij}(t)$) Elemente einer Wichtungsmatrix ($[I]$) sind, die mittels einer geometrischen Projektionstechnik mit rein algebraischer Struktur aus der komplexwertigen Kanalmatrix ($[H]$) ermittelt werden.

**2. Funkübertragungsverfahren nach Anspruch 1,
dadurch gekennzeichnet, dass**
die Pilotsequenzen (PN_i) den den Datenteilsignalen ($D_i(t)$) zugrunde liegenden Datenteilströmen in Bezug auf die Symbolrate und auf das sich aus dem gewählten Modulationsformat ergebende Leistungsdichtespektrum 5 ähnlich sind.

**3. Funkübertragungsverfahren nach Anspruch 1 oder 2,
dadurch gekennzeichnet, dass**
10 die Pilotsequenzen (PN_i) als scheinbar zufällige, weitgehend orthogonale Binärsequenzen (PRBS), insbesondere nach Gold und insbesondere mit einer Sequenzlänge gleich oder größer $2^{14}-1$ bit, ausgebildet sind.

**4. Funkübertragungsverfahren nach Anspruch 3,
dadurch gekennzeichnet, dass**
15 die Leistung der Pilotsignale ($P_i(t)$) in einem Bereich von 1 bis 10% der Leistung der Datenteilsignalen ($D_i(t)$) liegt.

**5. Funkübertragungsverfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 4,
dadurch gekennzeichnet, dass**
20 die Pilotsignale ($P_i(t)$) aus den Empfangssignalen ($E_j(t)$) von den rekonstruierten Sendesignalen $S_i(t)$ wieder abgezogen werden.

**6. Funkübertragungsverfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 5,
dadurch gekennzeichnet, dass**
25 bei der geometrischen Projektionstechnik zur Rekonstruktion der Datenteilsignale ($D_i(t)$) als Wichtungsmatrix ($[I]$) die Moore-Penrose-Pseudoinverse von der Kanalmatrix ($[H]$) oder eine davon abgeleitete Matrix benutzt wird.

**7. Funkübertragungsverfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 6,
dadurch gekennzeichnet, dass**

mit der Korrelation zur Messung der Elemente (H_{ij}) der Kanalmatrix ($[H]$)
entsprechend dem Real- und dem Imaginärteil (I, Q) einer komplexwertigen
5 Spannung zwei Messwerte erzeugt werden, die die Amplituden- und
Phaseninformationen über den Übertragungskanal enthalten.

**8. Funkübertragungsverfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 7,
dadurch gekennzeichnet, dass**

10 als Modulationsformat für die Datenteilsignale die binäre Phasenmodulation,
die M-fache Phasenmodulation oder die Quadratur-Amplitudenmodulation,
wohingegen für die Pilotssignale die binäre Phasenmodulation benutzt wird.

**9. Mobiles Funkübertragungssystem für den Innenraumbereich zur parallelen
Funkübertragung von digitalen Datenteilströmen in einem frequenz-
begrenzten, vielpfadigen Übertragungskanal zwischen den einzelnen Sende-
und Empfangspfaden mit einem Sender, der Multi-Element-Antennen für eine
Anzahl n ortsabhängige, parallele Sendepfade und eine Raum-Zeit-Kodie-
rungseinheit in einer sendeseitigen Signalverarbeitungseinrichtung umfasst,
20 und einem Empfänger, der Multi-Element-Antennen für eine Anzahl m ($m \geq n$) ortsabhängige, parallele Empfangspfade, einen digitalen
Signalprozessor aufweisende Einrichtung zur Messung der komplexwertigen
Kanalmatrix und eine Raum-Zeit-Dekodierungseinheit in einer empfangs-
seitigen Signalverarbeitungseinrichtung umfasst,**

25 **dadurch gekennzeichnet, dass** zur Durchführung des Funkübertragungs-
verfahrens nach einem der Ansprüche 1 bis 8
der Sender (Tx) in jedem Sendepfad ($S_i, i = 1 \dots n$) einen Pilotsignalgenerator
(PN_i generator) zur Erzeugung einer den Sendepfad (S_i) markierenden,
einheitig erkennbaren Pilotsequenz (PN_i) und eine Einspeisung zur
30 Überlagerung eines aus der markierenden Pilotsequenz (PN_i) generierten

Pilotsignals ($P_i(t)$) mit dem jeweils zu übertragenden Datenteilsignal ($D_i(t)$) im Sendepfad (S_i) enthält,
der Empfänger (Rx) in jedem Empfangspfad (E_j , $j = 1 \dots m$) eine Abzweigstelle (SP_j), über die das jeweilige Empfangssignal ($E_j(t)$) als Monitorsignal ($M_j(t)$)
5 einer Wichtungseinheit (WU) zur Ermittlung von analogen Wichtungssignalen (I_{ij}) zugeführt wird, und über alle Empfangspfade (E_j) eine analoge Signalkombinationseinheit (ASU) aufweist, in die die analogen Wichtungssignale (I_{ij}) einfließen,
und dass jede Wichtungseinheit (WU) eine der Anzahl der vorhandenen
10 Sendepfade (S_i) entsprechende Anzahl Korrelationsschaltungen ($correlator_{ij}$) mit je einem Pilotsignalgenerator (PN_i generator) zur Messung der Struktur des jeweils empfangenen Pilotsignals ($P_i(t)$) und einen allen Wichtungseinheiten (WU) gemeinsamen digitalen Signalprozessor (DSP) zur Ermittlung der komplexwertigen Kanalmatrix ($[H]$) und der sich daraus ergebenden
15 Wichtungsmatrix (I) sowie einen analogen Komplexwert-Modulator (I-Q mod_{ij}) zur Aufprägung des analogen Wichtungssignals (I_{ij}) auf das jeweilige Empfangssignal ($E_j(t)$) aufweist.

10. Mobiles Funkübertragungssystem nach Anspruch 9,
20 dadurch gekennzeichnet, dass
der Signalgenerator (PN_i generator) zur Erzeugung des Pilotsignals als pseudo-zufälliger Binär-Sequenz-Generator (PRBS) mit mehrfach rückgekoppelten Schieberegistern (SR_1 , SR_2) ausgebildet ist.

1/5

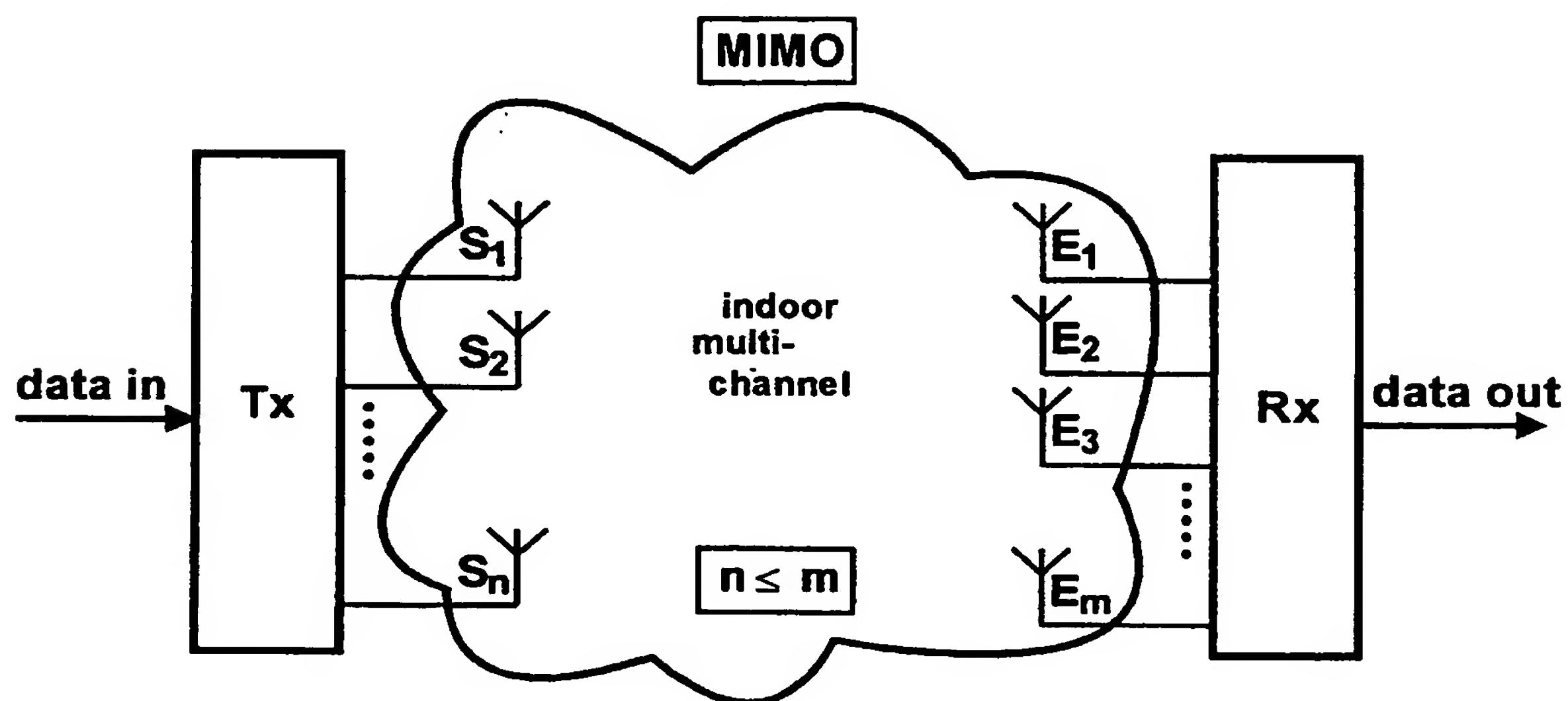


Fig.1

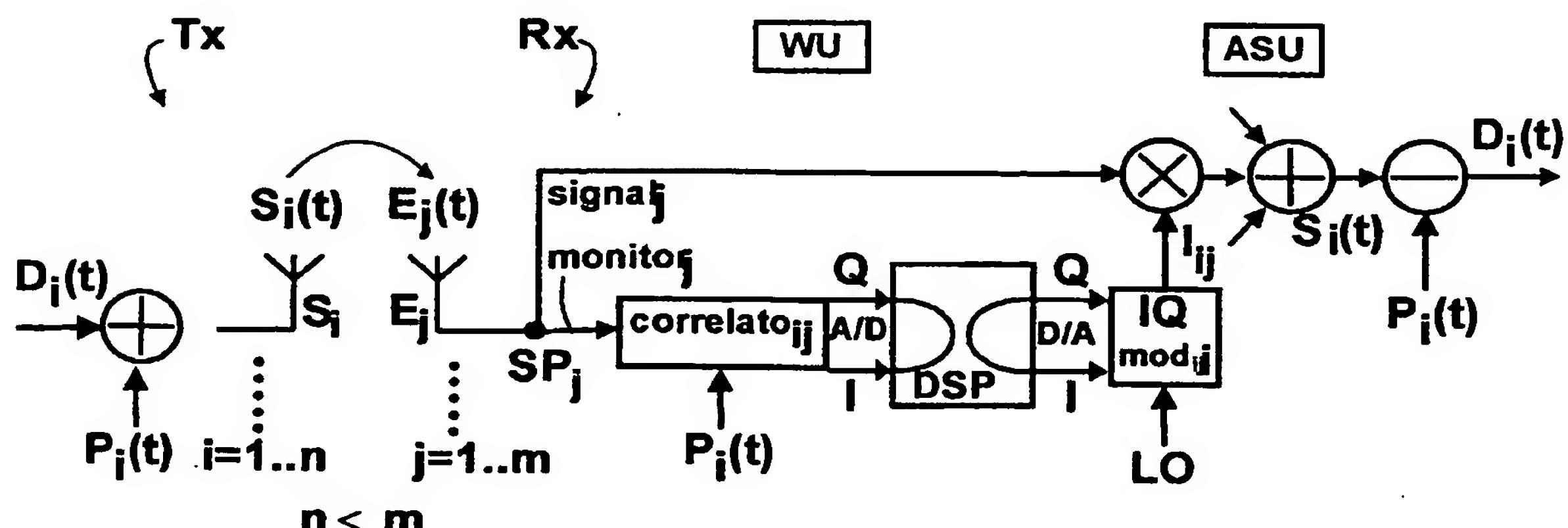


Fig.2

2/5

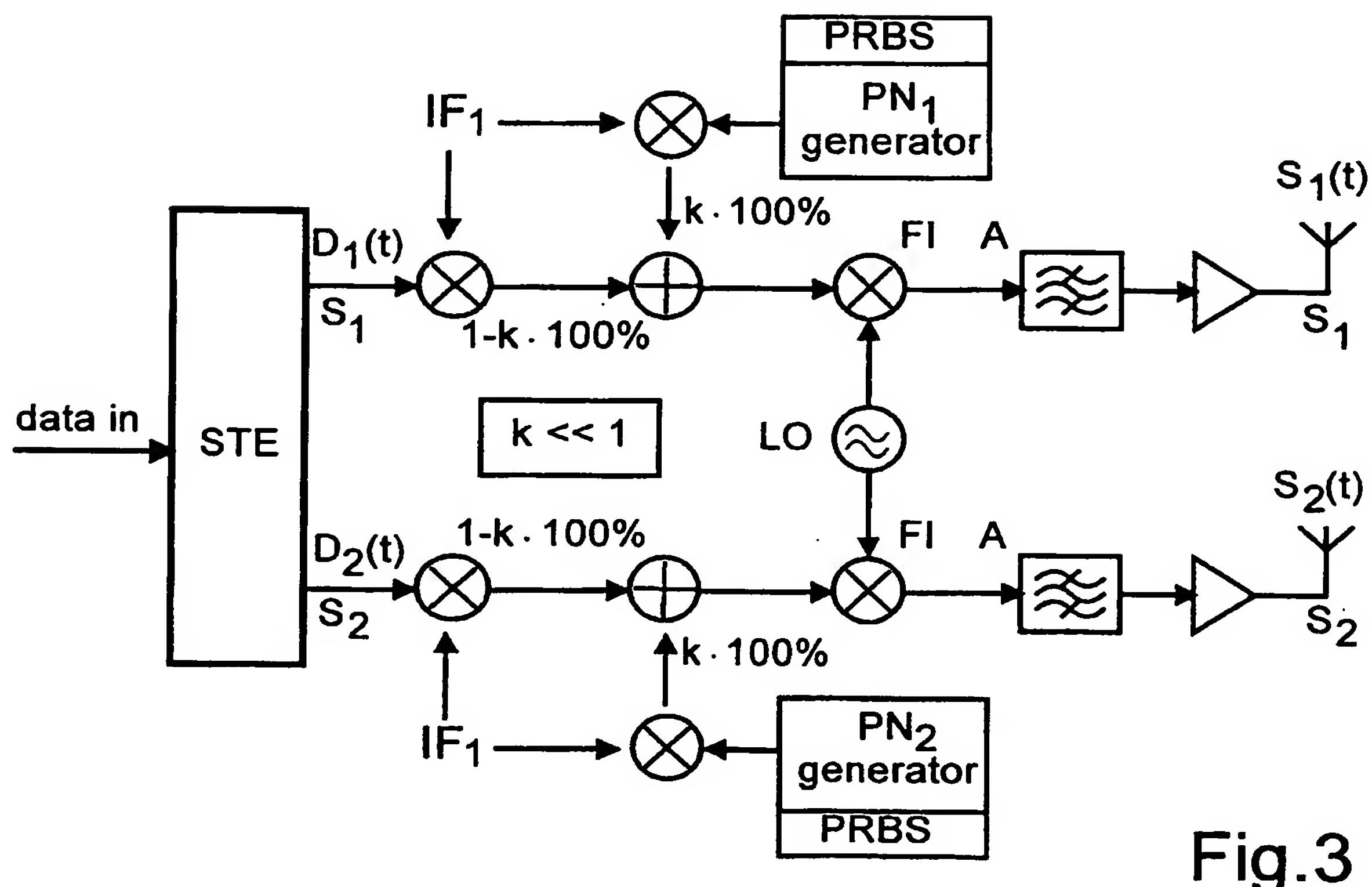


Fig.3

3/5

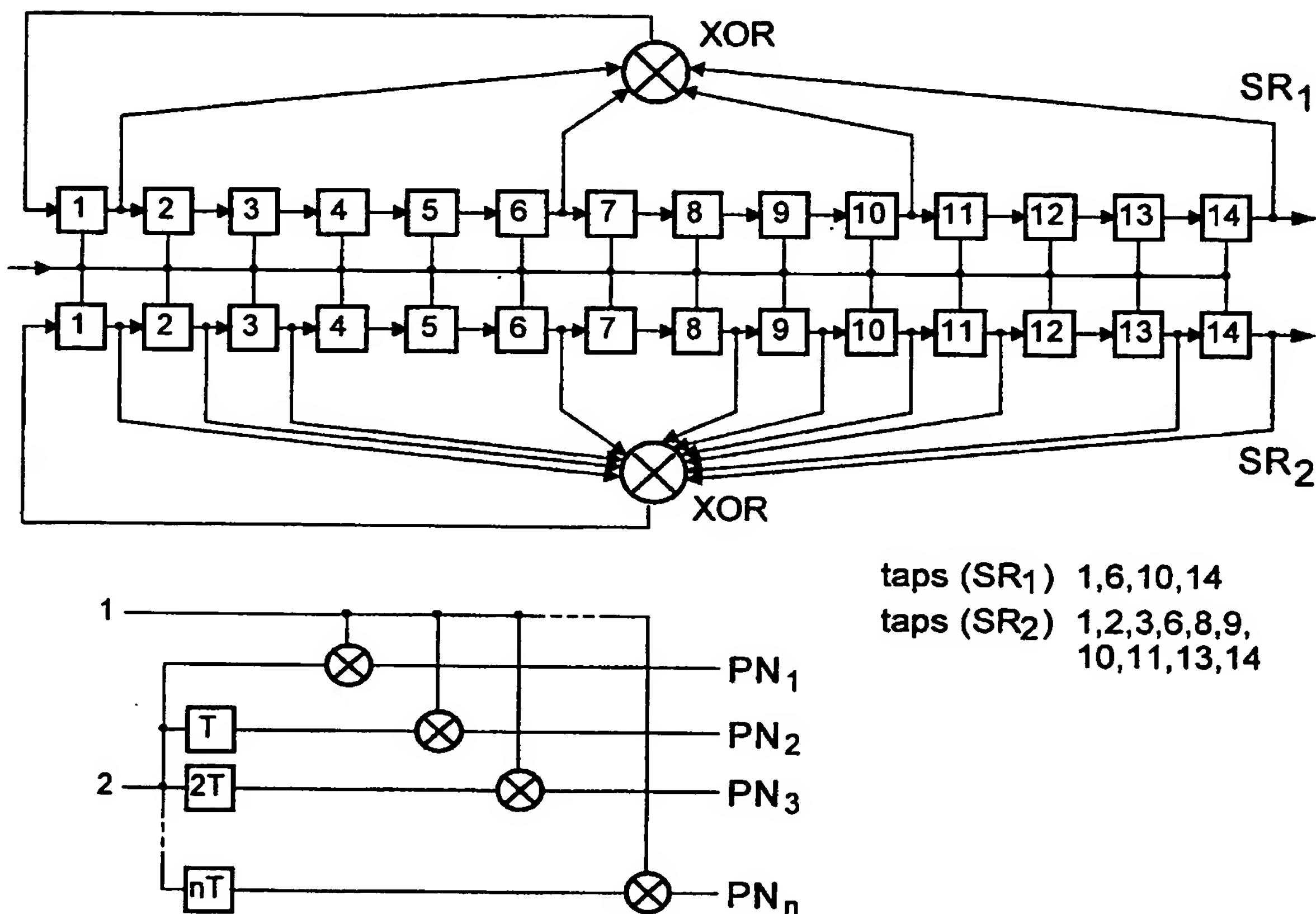


Fig.4

4/5

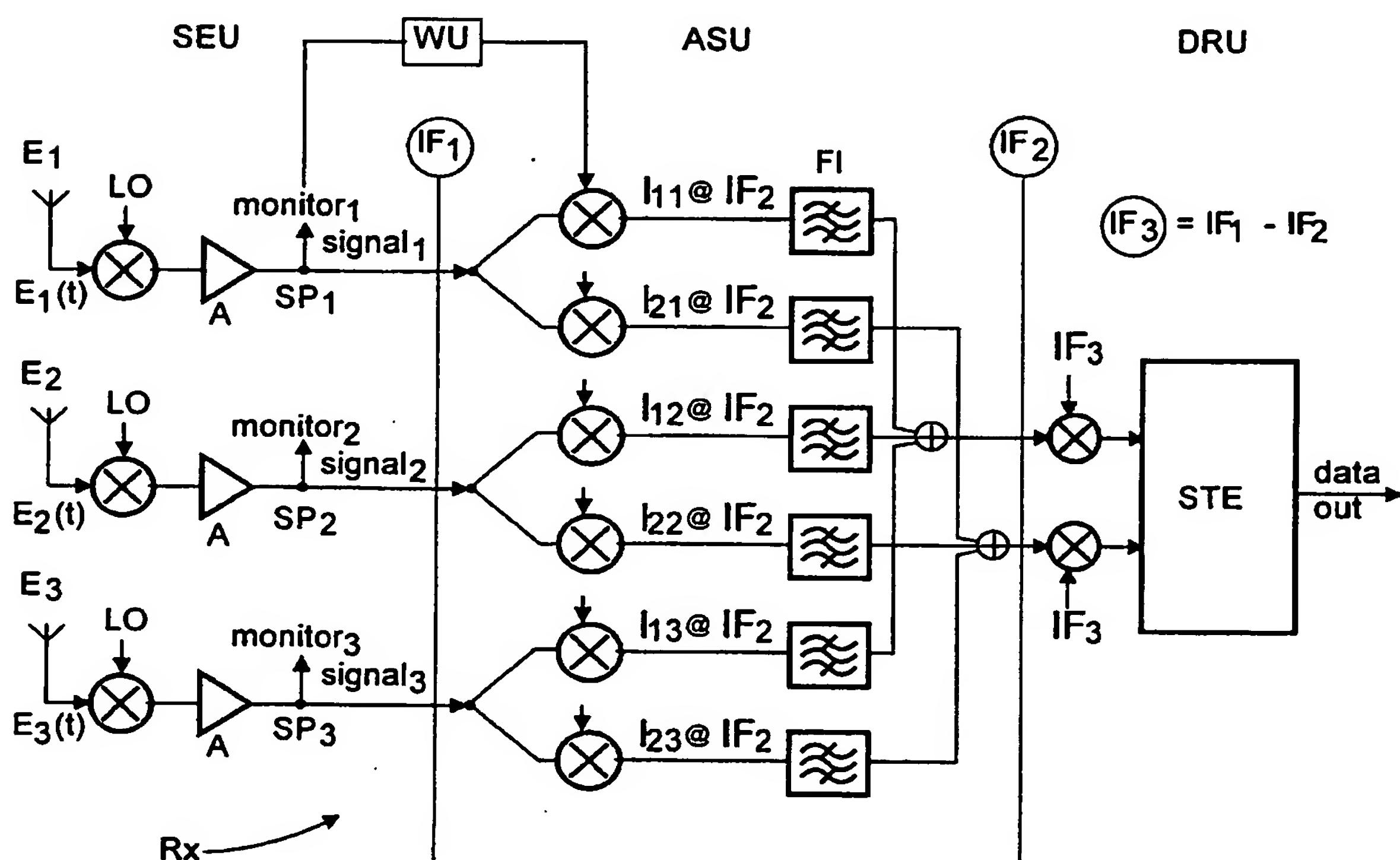


Fig.5

5/5

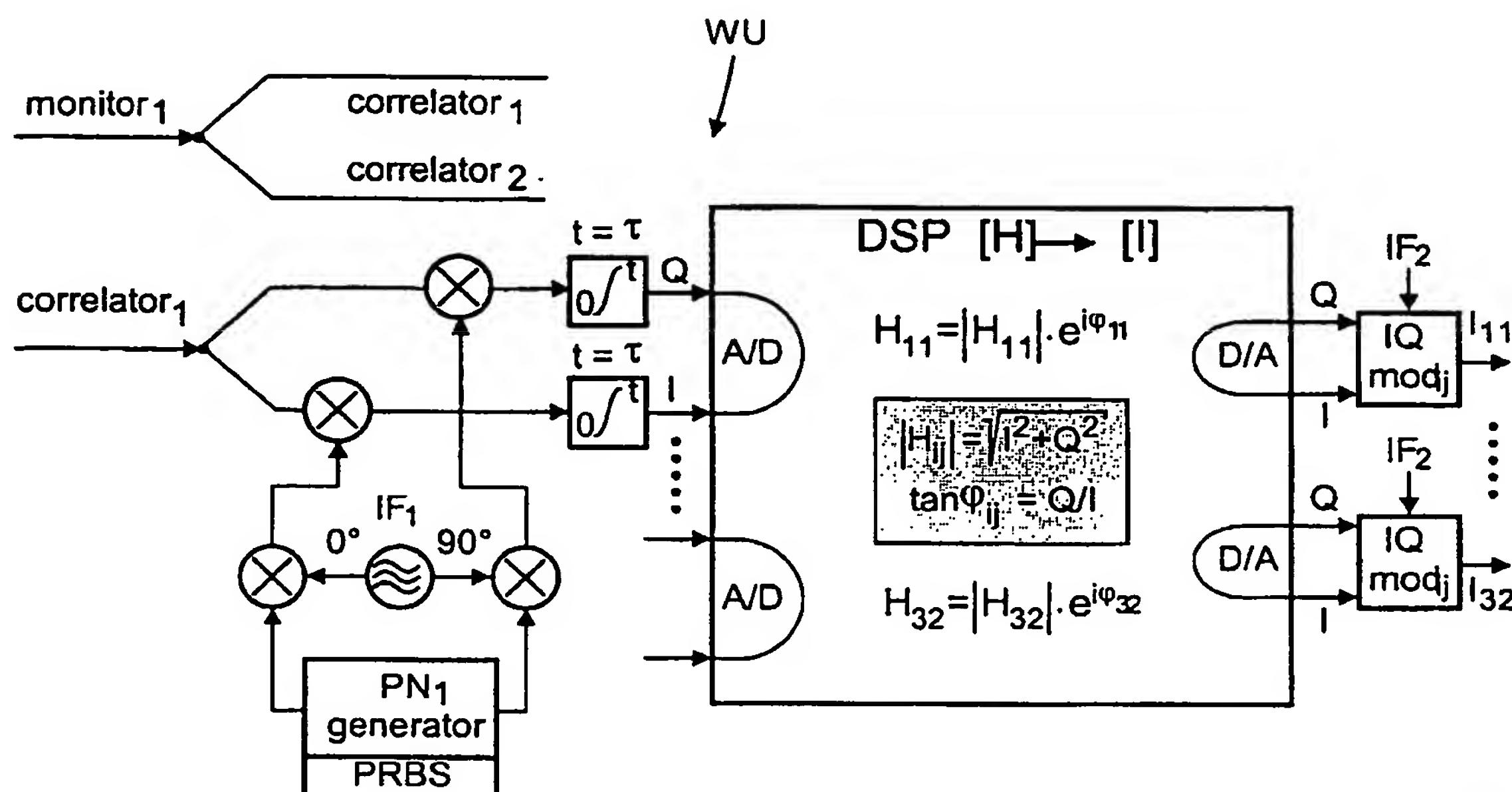


Fig.6

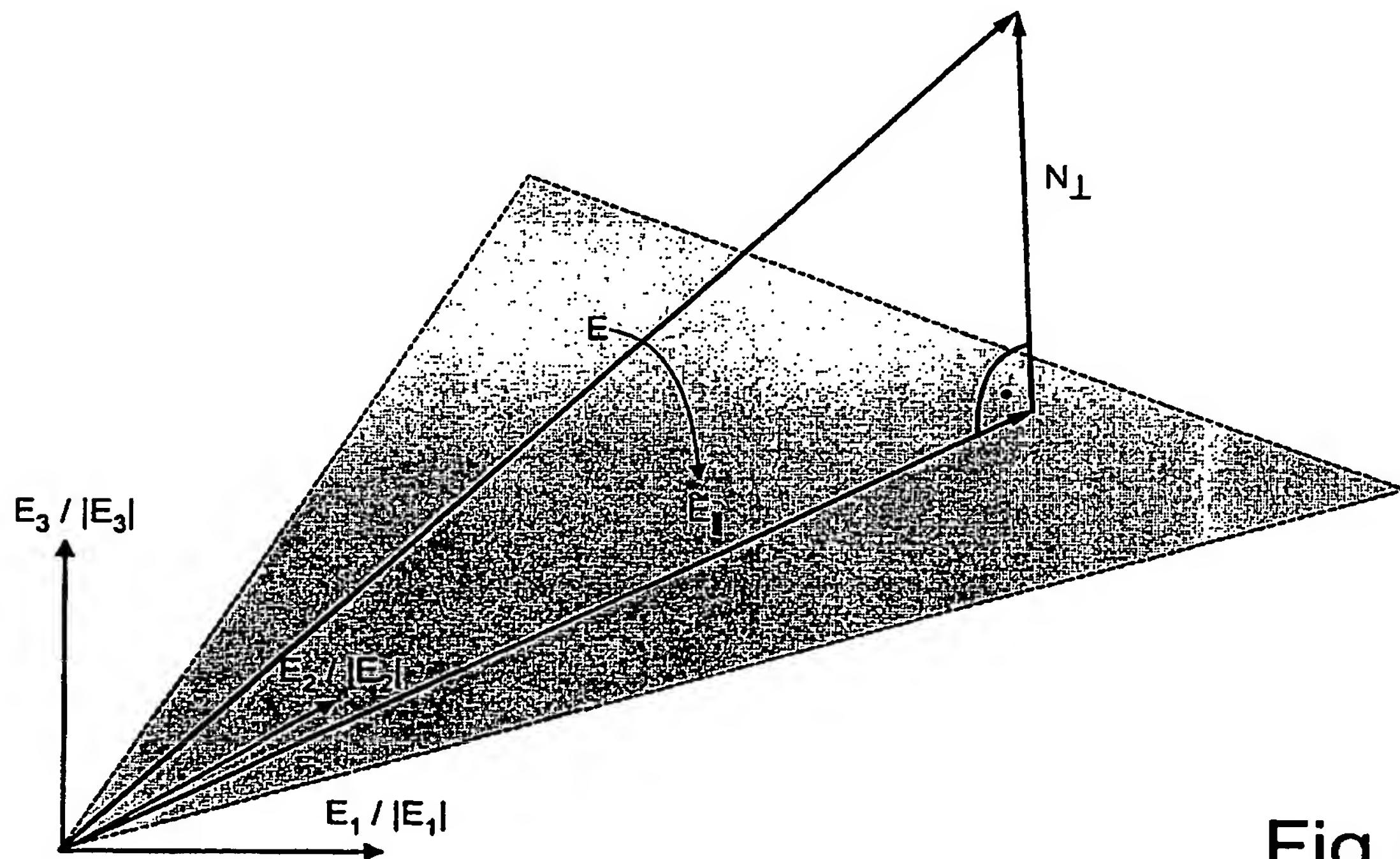


Fig.7